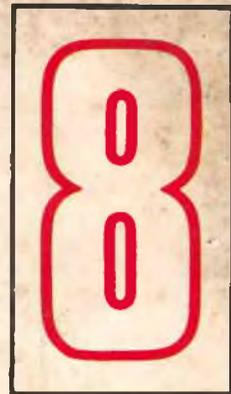


Sperimentare

**SELEZIONE
RADIO - TV**

di **tecnica**



RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - **L. 650**



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - AGOSTO 1973

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.l. 4,90
ITALIA . . . Lit. 650
JUGOSLAVIA . . . Din. 22
LIBANO . . . L. Lib. 4,20
LIBIA . . . Pts. 45
LUSSEM. . . Fr. Bg. 61

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

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



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e **STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO** schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano

resistenze speciali tarate con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE!!!

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

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

I principali sono:

- Ampermetro a Tenaglia modello "Amperclamp"** per Corrente Alternata
Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
- Prova transistori e prova diodi modello "Transtest" 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 INNUMERAVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



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

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.



Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE !!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

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

Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano

RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!

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



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

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

- VOLTS C.A.:** 11 portate: da 2 V a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.:** 15 portate: da 100 mV a 2000 V.
- AMP. C.C.:** 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITÀ:** 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 50.000 μ F in quattro scale.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA:** 9 portate: da 10 V a 2500 V.
- DECIBELS:** 10 portate: da -24 a +70 dB.

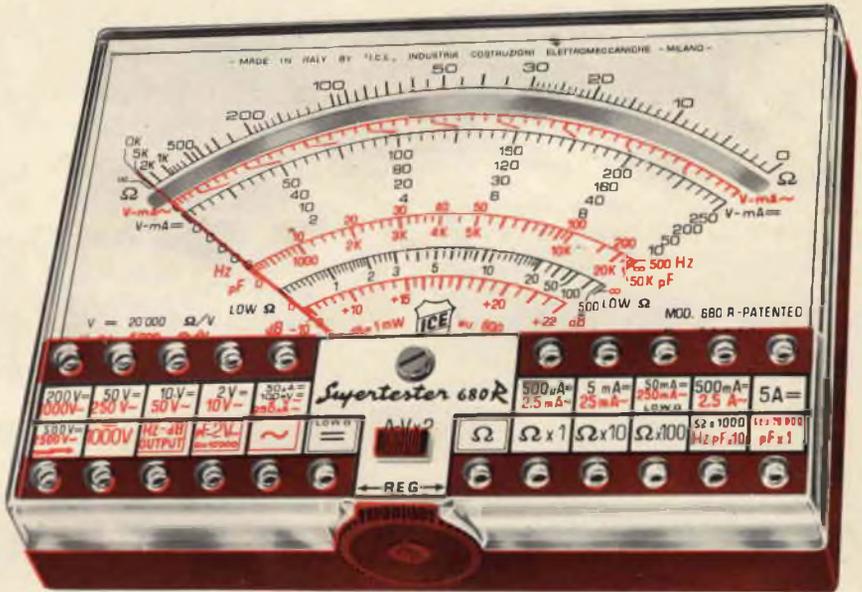
Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 R con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi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

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

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetro.

Il marchio «I.C.E.» è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

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



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI
Transtest
MOD. 662 I.C.E.

Esso può eseguire tutte le seguenti misurazioni: I_{cb0} (I_{co}) - I_{ebo} (I_{eo}) - I_{ceo} - I_{ces} - I_{cer} - V_{ce sat} - V_{be hFE} (β) per i TRANSISTORS e V_f - I_r per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



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

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



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

AMPEROMETRO A TENAGLIA
Amperclamp

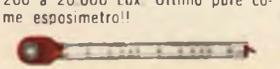


per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

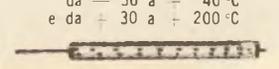
PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



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



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



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



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

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

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM



**PRODUZIONE
STRUMENTI
ELETTRONICI**

MILANO

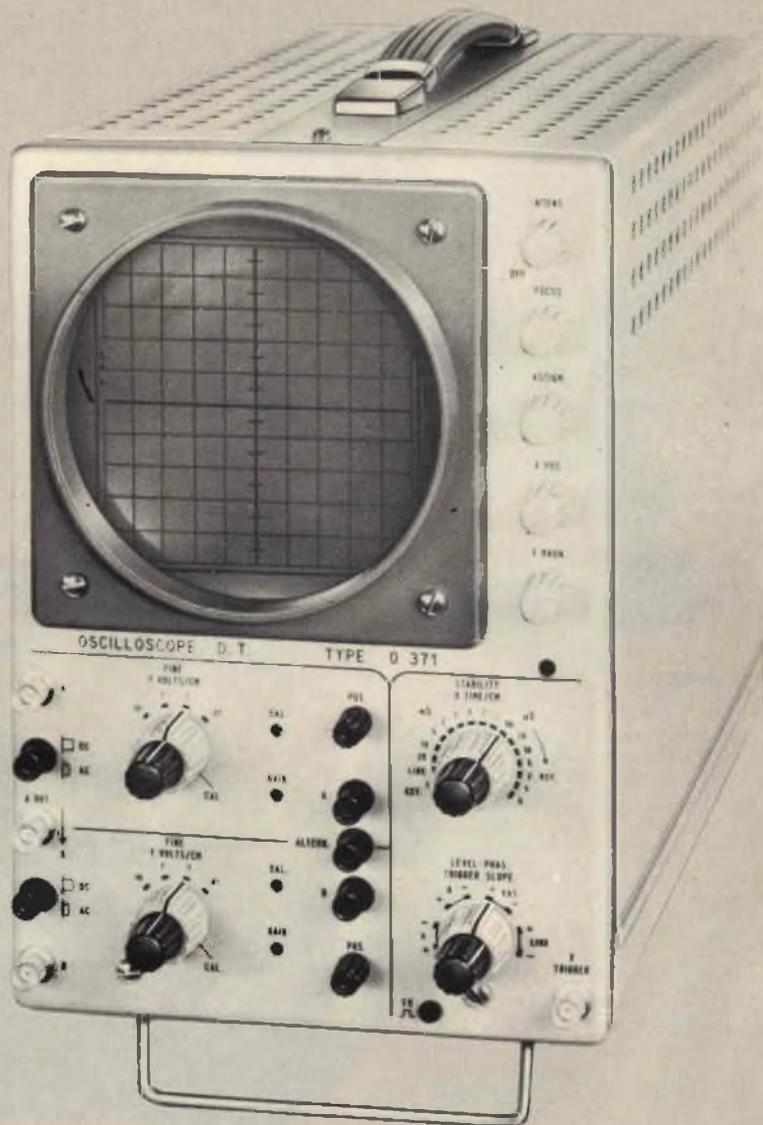
**Via Moscova, 40/7
Tel. 667326 - 650884**

ROMA

**Via Saluzzo, 49
Tel. 727663**

PRODUZIONE TES:

Alimentatori stabilizzati - Analizzatori - Distorsimetri - Generatori BF - Generatori AM-FM - Generatori sweep-marker - Millivoltmetri elettronici - Misuratori d'impedenza - Misuratori di campo - Misuratori di potenza d'uscita - Misuratori wow e flutter - Multimetri elettronici e digitali - Oscilloscopi a larga banda - Ponti RCL - Prova transistori - Voltmetri elettronici fet.



nuovo oscilloscopio doppia traccia Mod. 0371

2 canali identici A e B — Banda passante dalla DC a 8 MHz — Sensibilità Y 10 mV pp/cm — Sensibilità monotraccia 1 mVpp/cm — Asse tempi da 0,1 μ s a 20 ms/cm — Funzionamento trigger o ricorrente — Sensibilità x 100 mV pp/cm — Espansione equivalente 5 diametri — Asse Z soppressione con - 25 Vpp — Tubo 5" schermo piatto — Semiconduttori impiegati n° 77 — Elevata affidabilità — Garanzia 1 anno, tubo compreso — Prezzo molto competitivo



Cartuccia magnetica
 Con puntina in diamante per dischi
 microscolco
 Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Pressione sul disco: 2 ÷ 5 g
 Y 930
 RC/0548-00

Cartuccia magnetica
 Con puntina in diamante per dischi
 microscolco
 Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Bilanciamento canali: 2 dB
 Separazione canali: 20 dB
 Cedevolezza: 10 x 10⁻⁶ cm/dyne
 Pressione sul disco: 1,5 ÷ 2,5 g
 RC/0549-00

Cartuccia magnetica
 Con puntina in diamante per dischi
 normali e microscolco
 Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 10 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 950
 RC/1062-00

Cartuccia magnetica
 Con puntina in diamante per dischi
 normali e microscolco
 Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 7 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 ÷ 4 g
 Y 980
 RC/1064-00

Cartuccia magnetica
 Con puntina in diamante per dischi
 normali e microscolco
 Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 10 x 10⁵ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 990
 RC/1066-00

Cartuccia magnetica
 Con puntina in diamante per dischi
 normali e microscolco
 Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 4 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 10 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 995
 RC/1068-00

cartucce magnetiche

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC**

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
 Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
 Italo Mason - Domenico Serafini
 Sergio d'Arminio Monforte
 Gianni Brazioli - Alligatore Alberto
 Franco Simonini - Gloriano Rossi
 Mauro Ceri - Arturo Recla
 Gianfranco Luzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica
 ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
 Viale Matteotti, 66
 20092 Cinisello B. - Milano
 Telef. 92.85.973

Amministrazione:
 Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
 Autorizzazione alla pubblicazione
 Trib. di Monza n. 7856
 del 21-6-72

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. 650
 Numero arretrato L. 1.300
 Abbonamento annuo L. 6.500
 Per l'Estero L. 9.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
 Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
 mediante l'emissione
 di assegno circolare,
 cartolina vaglia o utilizzando
 il c/c postale numero 3/56420

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.



una équipe
di specializzati



REVOX A77 MkIII:
l'ambasciatore dell'alta fedeltà

- 1 **THORENS TD 125 MkII:**
il professionista
- 2 **ELA 43-18:**
l'esperto in filodiffusione

- 3 **ELA 94-05:**
la potenza occulta
- 4 **ELA 39-16:**
il portavoce fedele

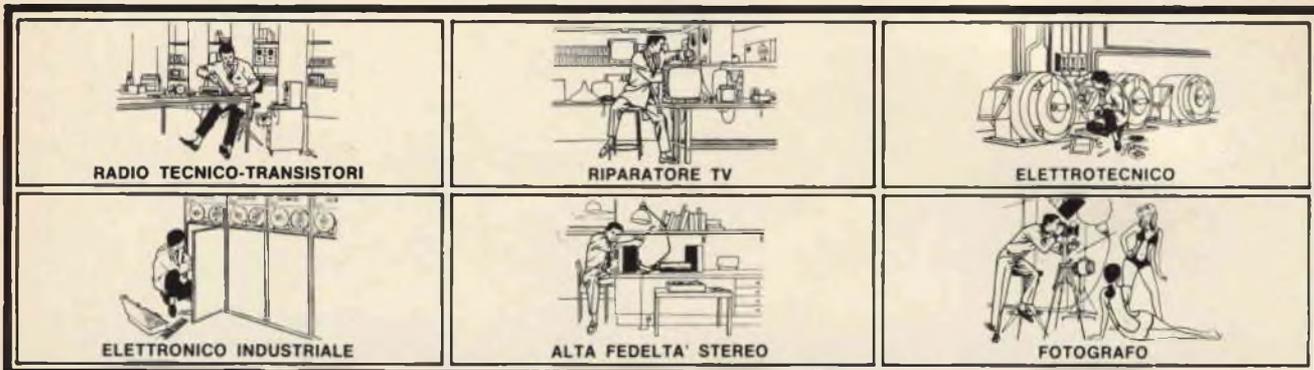
Presentati in Italia dalla:
SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

condensatori elettrolitici



VOLETE GUADAGNARE DI PIU'? ECCO COME FARE

Imparate una professione «ad alto guadagno». Imparatela col metodo più facile e comodo. Il metodo Scuola Radio Elettra: la più importante Organizzazione Euro-pea di Studi per Corrispondenza, che vi apre la strada verso professioni quali:



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra ve le insegna per corrispondenza con i suoi

CORSI TEORICO - PRATICI

RADIO STEREO TV - ELETTRONICA INDUSTRIALE
HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine del corso, potrete frequentare gratuitamente per 15 giorni i laboratori della Scuola, per un periodo di perfezionamento. Inoltre con la Scuola Radio Elettra potrete seguire i

CORSI PROFESSIONALI

DISEGNATORE MECCANICO
PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA
MOTORISTA AUTORIPARATORE
LINGUE - TECNICO D'OFFICINA
ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE

Imparerete in poco tempo ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO - NOVITA'

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI

NON DOVETE FAR ALTRO CHE SCEGLIERE...

...e dirci cosa avete scelto.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatela senza francobollo),

oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/377

10126 Torino



Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23516 1048 del 23-3-1955

377



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

MITTENTE:

NOME _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____ ETÀ _____

VIA _____ N. _____

CITTÀ _____

COD. POST. _____ PROV. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE



Ray Charles, Sinatra, Beethoven, soddisfatti della BSR McDonald.

CDM-723



Infatti con i prodotti della BSR McDonald. Voi suonate Beethoven e sentite solamente Beethoven. Voi suonate Sinatra e sentite solamente Sinatra. Voi suonate Ray Charles e sentite solamente Ray Charles.

La BSR McDonald produce quasi la metà dei cambiadischi e giradischi venduti nel mondo ed ora entra nel mercato italiano. Anche per Voi è ora possibile sentire "solamente" musica, musica "pulita". Fate una prova con l'810, l'HT70, l'MP60 o il cambiadischi automatico 610. Ne sarete soddisfatti.

Per ottenere dettagliate informazioni è sufficiente inviarci questo tagliando:

BSR
McDONALD

BSR (ITALIA) S.p.A. -
Piazza Luigi di Savoia
22 - 20124 MILANO.

Vi prego spedirmi una documentazione completa e dettagliata sulla nuova serie BSR McDonald

Nome _____

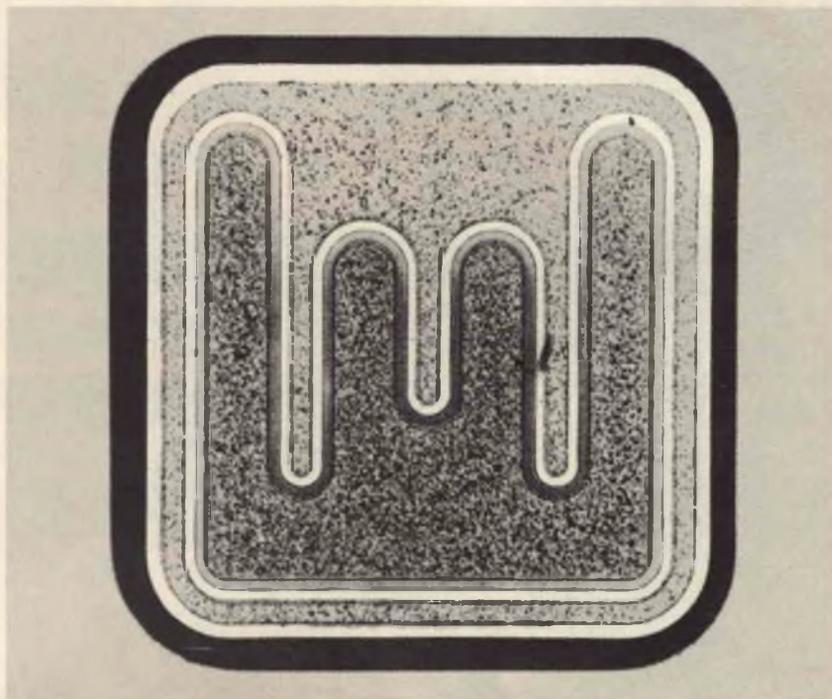
Cognome _____

Indirizzo _____

C.A.P. _____ Città' _____

BSR (ITALIA) S.p.A. - Piazza Luigi di Savoia 22 -
20124 MILANO.

Transistori di potenza al silicio con base epitassiale



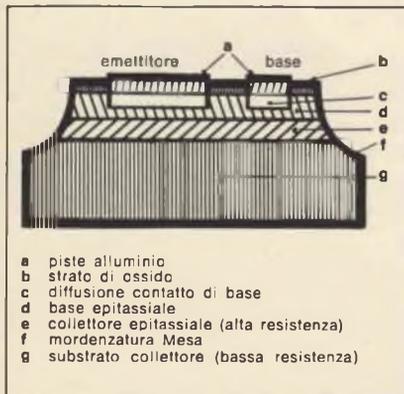
Sono stati recentemente introdotti sul mercato i transistori di potenza al silicio con base « epitassiale ». Secondo questa nuova tecnica, la base sulla quale verrà poi diffuso, in una fase successiva l'emettitore viene fatta crescere sul substrato (collettore) impiegando il processo epitassiale. Questo processo può essere facilmente tenuto sotto controllo e può essere usato per la

produzione sia di transistori NPN che di transistori PNP. I transistori di potenza con base epitassiale avendo tipi NPN e PNP elettricamente uguali consentono una notevole semplificazione nel progetto dei circuiti. Questi transistori sono particolarmente adatti ad essere impiegati negli

amplificatori BF, nei circuiti di correzione, come transistori di potenza in serie negli alimentatori stabilizzati, come « interruttori » di potenza a bassa tensione di saturazione, come generatori di ultrasuoni, convertitori cc/cc (chopper), come pilota di lampade ed infine come servoamplificatori.

Dati tecnici principali dei nuovi transistori di potenza al silicio

NPN	PNP	Valori limite				Valori caratteristici		
		$V_{ce0}(V)$	I_c media(A)	I_c max(A)	$P_{tot}(W)$	β_{min}	con I_c (A)	
BD 233	BD 234	45						
BD 235	BD 236	60	2	6	25	25	1	TO-126
BD 237	BD 238	80						
BD 433	BD 434	22						
BD 435	BD 436	32	4	7	36	50	2	TO-126
BD 437	BD 438	45						
BD 201	BD 202	45	8	12	55	30	3	SOT-67
BD 203	BD 204	60						



”ascoltare,, una mostra.

avete mai provato questo piacere?



Una esposizione specializzata da ascoltare e da vedere.

**Migliaia di prodotti per il suono a disposizione
dei musicofili, dei professionisti e degli operatori:
apparecchiature HI-FI,**

strumenti musicali, discografia, editoria.

**La più recente produzione mondiale
esposta su 20.000 mq. di mostra.**

**Prove dimostrative e spettacoli musicali
offerti giornalmente ai visitatori.**

Nel quartiere della Fiera di Milano, P.za 6 Febbraio.

Dal 6 al 10 settembre 1973

con orario continuato dalle 9.30 alle 19.

Tutti i servizi nei padiglioni.

Per informazioni:

Salone Internazionale della Musica,

Segreteria Generale,

20124 Milano - Via Vitruvio, 38 - Tel. 20.21.13 - 20.46.169.

SQUADRATORE DI SEGNALI DI NUOVO TIPO

a cura di G. BRAZIOLI

Non sempre i generatori di onde sinusoidali danno un segnale **in alternativa** quadro; anzi, i migliori tra essi sono specifici, seppure ad ampia gamma. E' certo inutile riportare, ora, gli innumerevoli esempi che si potrebbero ricavare dalla produzione Ribet-Desjardin, H/P, Rhode & Schwartz, Ferranti ecc. Il lettore è certamente conscio del fatto.

L'utilità delle onde quadrate per misure HI/FI ed altri impieghi è oggi indiscutibile, quindi il tecnico che possiede solo il «Syn Generator» e non disponga di uno strumento altrettanto preciso che dia segnali quadri, si trova spesso nella necessità di «adattare» la forma d'onda.

Ciascuno di noi conosce lo schema tipo o... «archetipo» dello squadratore: trattasi dei due famosi diodi collegati **in opposizione** (fig. 1) che tosano le creste dei segnali. Sfortunatamente, questo circuito classico dà all'uscita dei «trapezi» (fig. 1b) e non delle onde «davvero» quadre: i lati salienti e discendenti del segnale hanno una costante di tempo che non può essere ignorata.

Migliore è lo squadratore UJT, lo Schmitt Trigger, o il sistema «ringing» IC; purtroppo però questi sono abbastanza complicati e costosi.

Tra i molti di questo genere, è arduo scegliere: non credo però di portare vasi a Samo suggerendo la idea per un metodo diverso e nuovo per ottenere onde quadre e impulsi «diritti» (aghiformi) partendo da un segnale a forma di sinusoidale. Il buono dell'idea è che è originale; non rifugge vecchi concetti: viene da un pensiero.

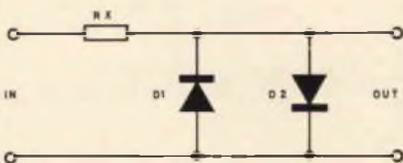


Fig. 1 - Schema di base dello squadratore di segnali.

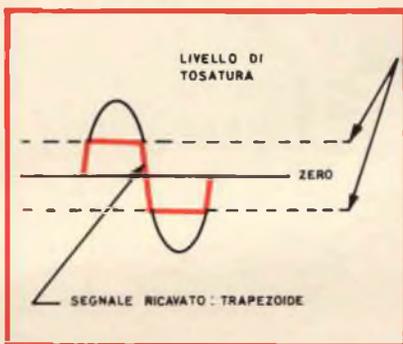


Fig. 1/b - Segnale risultante impiegando lo schema di figura 1.

Consideriamo le caratteristiche di conduzione dei transistori al Germanio (AC127, AC172, AC179, ASY28, 2N410 e simili); vedremo

che essi sono interdetti quando la base ha una polarizzazione pressoché identica a quella applicata all'emettitore, mentre conducono allorché la medesima è «più positiva» di 0,6-0,65 V (si noti che tutti i modelli detti sono NPN).

Dalla constatazione all'applicazione, avendo in mente un tema preciso, il passo è breve: figura 2.

Qui vediamo uno speciale «Gate» imparentato con quelli logici, che opera come ora diremo.

Se noi abbiamo una sorgente di segnali (bilanciata) connessa a C1-C2, ovviamente sinusoidale, avremo una funzione semplice ma non priva di interesse. I diodi D1-D2 rettificano l'onda fornendo alla base del TR1 una polarizzazione **negativa** in tutti e due i semiperiodi. Essendo NPN il transistor, in tal modo avremo un funzionamento interdetto che si protrae per l'intero periodo **salvo il punto in cui il valore efficace del segnale ha un valore basso**, vicino allo zero.

In questo momento, la polarizzazione applicata al TR1 dalla R5

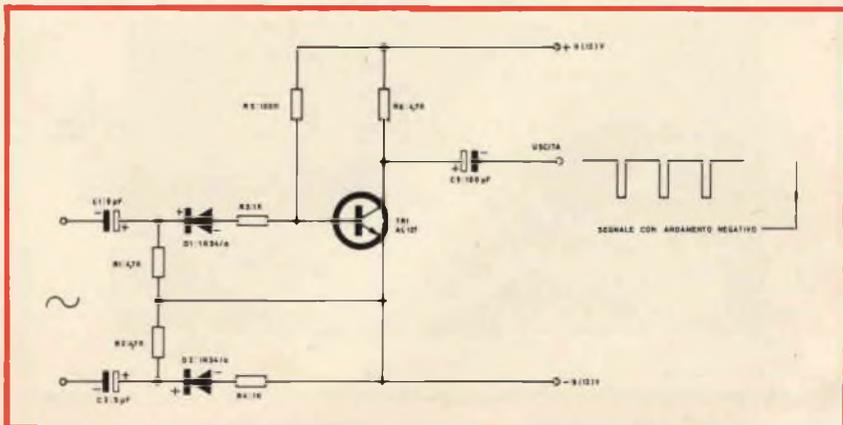


Fig. 2 - Schema elettrico dello squadratore di segnali con andamento negativo.

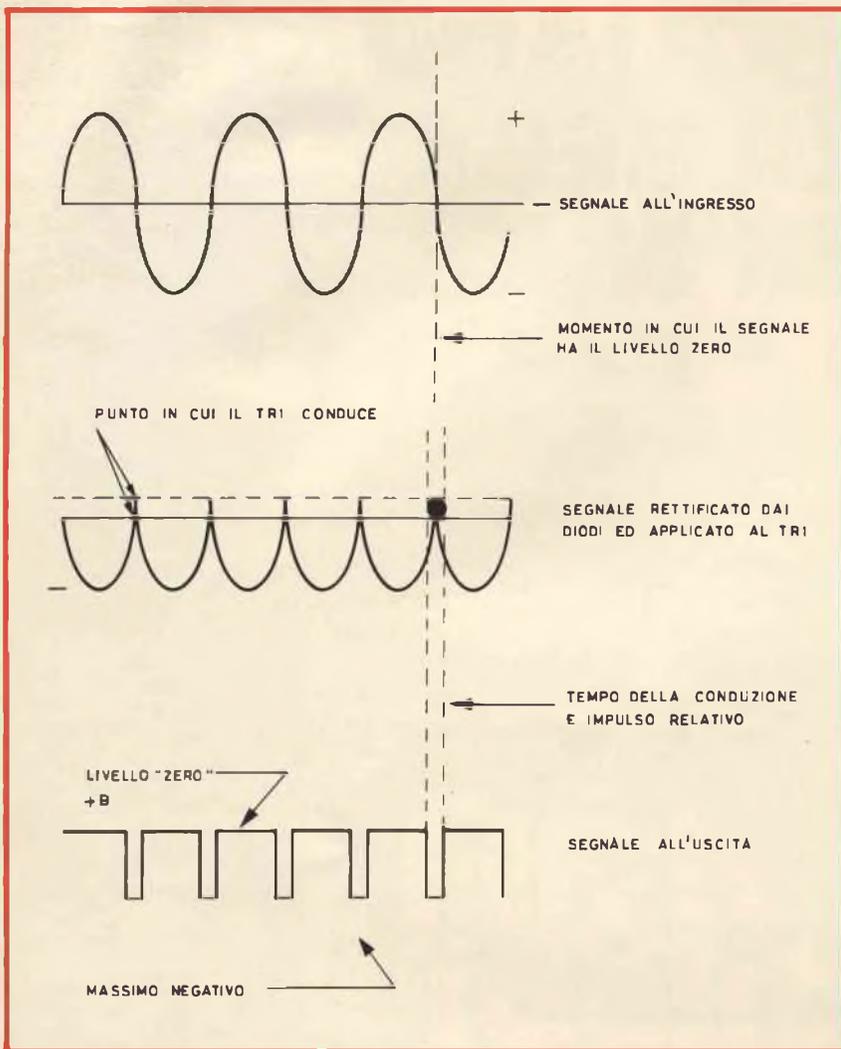


Fig. 3 - Funzione del circuito, le forme d'onda sono riferite al circuito di figura 2. Per il circuito di figura 4 dovrebbero essere invertite.

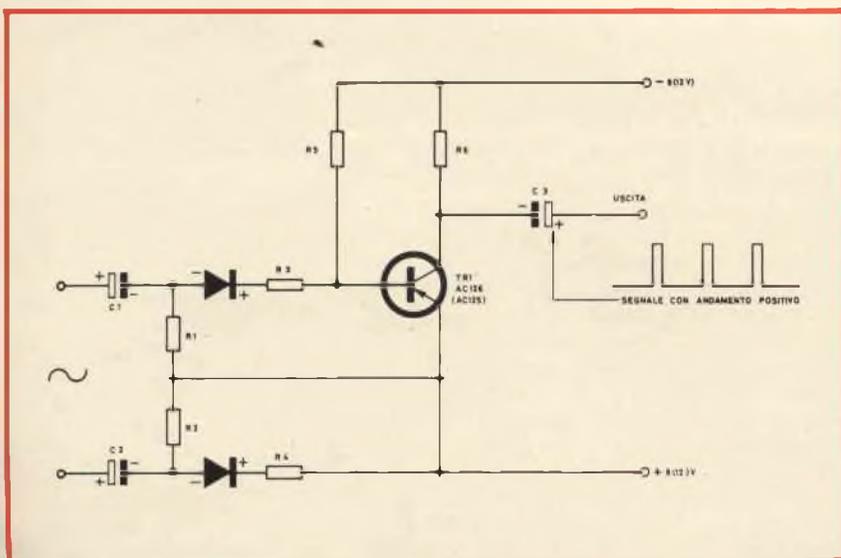


Fig. 4 - Schema elettrico dello squadratore di segnali con andamento positivo. Tutti i valori non indicati sono identici a quelli del circuito di figura 2.

soverchierà quella «contraria» ed il transistor potrà condurre: fig. 3.

In altre parole, il TR1 condurrà solo quando la V_{eff} di ingresso apparirà minore della tensione «fissa», ed in pratica la conduzione «scatterà» quando il segnale sinusoidale cadrà a meno di 0,6-0,65 V_{eff} .

Durante questo periodo di tempo all'uscita apparirà un impulso diritto e stretto dal valore reale molto ampio; diciamo, di base, inferiore del 30% alla tensione di alimentazione: circa 8,5 V per 12 V; oltre 6 V per 9 V e similmente.

Il tempo di salita e di discesa di questo impulso avrà una entità eccezionalmente poco significativa, il che, oltre che dalla pratica, può essere verificato già in via teorica, quindi tra uno e l'altro ciclo di conduzione si avrà un segnale quasi perfettamente squadrato.

Il circuito di figura 2, nei confronti della frequenza è largamente aperiodico; nella gamma di maggiore interesse, l'audio, è lineare tra l'infra-suono e l'ultra-suono, leggi tra meno di 40 Hz e più di 18.000 Hz. Ha però l'handicap di necessitare di una sorgente «bilanciata» di segnali. Nessuno degli ingressi può essere direttamente posto a massa. Per esempio, il trasformatore di uscita di un amplificatore HI-FI può fornire un adatto pilotaggio, purché munito di presa centrale; «adatto» in particolare considerando che questo squadratore regge anche 10-15 V_{eff} all'ingresso, ed anzi, è proprio previsto per valori elevati. Diversamente avviene per sorgenti «sbilanciate»: l'apparecchio mal si presta a ricavare il pilotaggio da questi circuiti, ed allora è necessario prevedere un «completamento» del dispositivo che consiste in un trasformatore, come si vede nella figura 5.

Il nuovo schema non è molto dissimile, rispetto a quello di figura 2: le R1-R2 sono eliminate perché l'avvolgimento del trasformatore (il secondario) effettua il medesimo servizio; C1-C2 non occorrono perché il T1 di per sé isola la sorgente del segnale ed il circuito per la CC.

Rispettando i valori dati nelle figure 2 e 5 i componenti circuitali, i risultati non mutano gran che.

Abbiamo visto nelle figure già

commentate che con l'AC127 la forma d'onda in uscita ha un andamento tipico **negativo**; volendo è molto facile ricavare un segnale **positivo**: si tratta unicamente di invertire la tensione di alimentazione D1-D2, la polarità del transistor; questo, nel caso, sarà un AC126, oppure un AC125, al limite un AC 128 scelto per il buon guadagno. Il circuito modificato in tal modo appare nella figura 4; i valori R-C sono identici allo schema-base di figura 2, ed anche i diodi sono identici.

Sulla scelta delle parti si può dire «troppo» o «troppo poco»: il giusto mezzo, come al solito, è difficilmente raggiungibile.

Vediamo almeno i sommi capi: TR1 deve essere in ogni caso al Germanio; la deriva termica in questo caso particolare non dice molto, può influire più che altro sull'ampiezza del segnale ricavato, che non è fondamentale. Per contro, impiegando un elemento al Silicio gli impulsi possono essere troppo brevi come tempo, calcolando la maggior polarizzazione necessaria per portare questo tipo di transistor nel regime di conduzione.

Analogamente D1-D2 devono essere al Germanio per evitare la necessità di una troppo ampia tensione di pilotaggio.

Nello schema di figura 2 le tolleranze dei resistori non sono determinanti, certo è bene rimanere nel 10% e nella qualità «fair» direbbe un inglese, cioè complessivamente buona.

I condensatori non pretendono un valore «assoluto»: C1 e C2, nonché C3, in tutti gli schemi presentati possono essere dimezzati o raddoppiati (!!!) senza che avvengano inconvenienti.

La loro tensione di lavoro è più interessante: deve essere tale da garantire il perfetto isolamento in c.c. tra la sorgente di segnali ed il circuito, tra il circuito ed il carico. Di volta in volta possono sorgere problemi abbastanza interessanti, nell'ambito del laboratorio; sarebbe quindi meglio abbandonare «a priori» nell'isolamento, ma la logica impone dei limiti: diciamo che sono assolutamente da evitare condensatori da 6 o 9 V; nell'ambito dei 12 V si possono avere seri dubbi di affi-

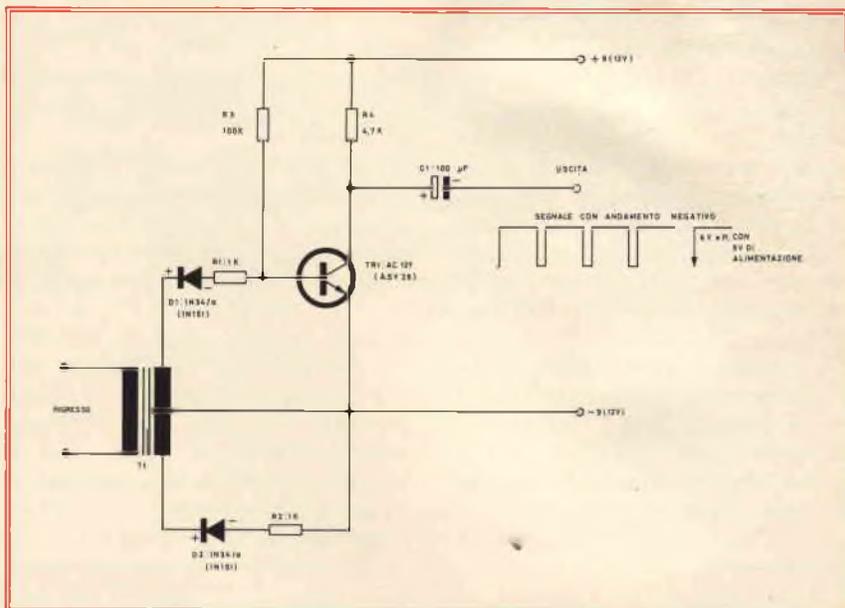


Fig. 5 - Schema elettrico completato con l'aggiunta di un trasformatore.

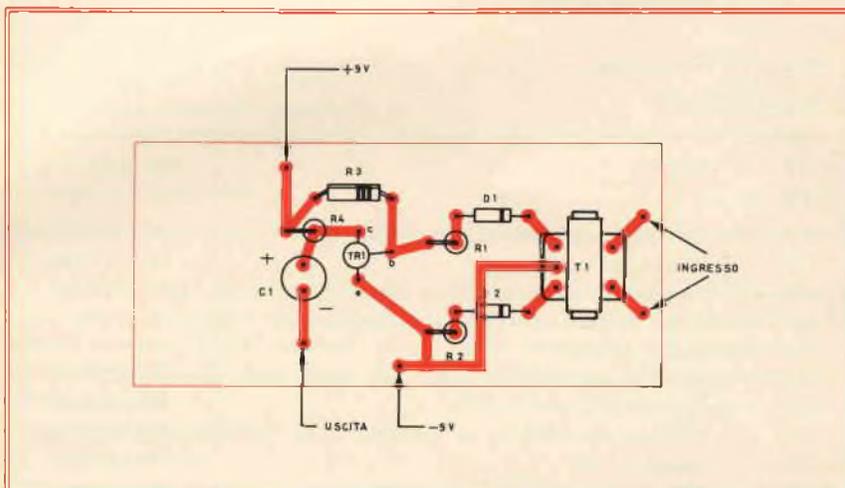


Fig. 6 - Piano di montaggio del circuito presentato in fig. 5. Le misure possono essere di 70 x 35 mm.

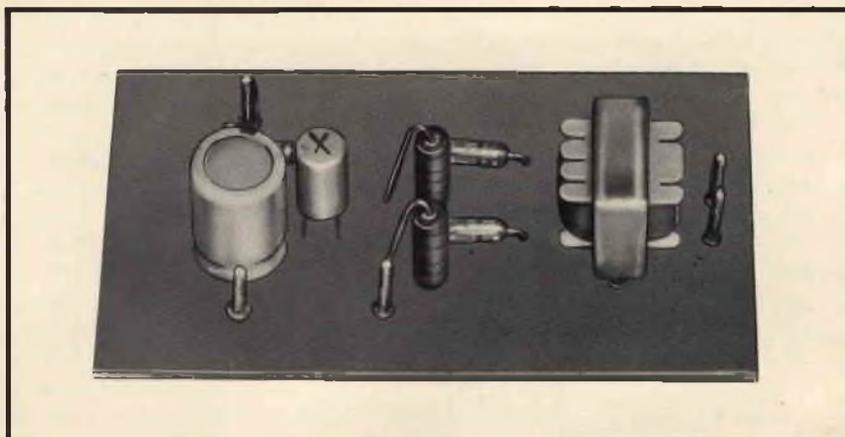


Fig. 7 - Prototipo dello squadratore di segnali a realizzazione ultimata. Si noti la semplicità del montaggio.

dabilità, andando verso i 15-25 V si può dire di essere nel giusto.

Dicendo in particolare del circuito «autobilanciato» di figura 5, il trasformatore T1 assume un'importanza determinante relativamente alla frequenza, quindi al rendimento. Se per il T1 si usa un «normale» pilota push-pull tipo «radiolina tascabile», non ci si può attendere una risposta migliore di 100-6.000 Hz entro ben 6 dB.

Un trasformatore «serio» avente una impedenza primaria di 2.000 Ω ed un valore di 300 + 300 Ω al secondario, come l'HT/2210-00 e similari, può dare un responso decisamente migliore: purtroppo, come sempre, il costo sale di pari passo con le prestazioni!

Relativamente ai transistori da impiegare, diremo che l'AC127 consigliato per i circuiti di figura 2 e 5 può essere vantaggiosamente sostituito dall'ASY29, mentre i vari NPN AC179, ASY28, AC172, valgono altrettanto, se sono disponibili; non vale la pena di rompere il salvadanaio!

Per il PNP di figura 4, la scelta è talmente vasta che ogni nota appare superflua; diciamo qualche modello che potrebbe essere adottato più per scrupolo che per necessità: AC120, AC121, AC116, AC117, AC123, AC152, AC153, 2N1145, 2N1237.

Passando dai componenti alla realizzazione, diremo che il nostro prototipo usa una base Teystone prestampata che a rigore, data la modesta frequenza di funzionamento non è indispensabile, ma rappresenta una specie di «lusso».

Un pannellino di comune plastica «scura» da 70 per 35 mm può andare altrettanto bene. Il rettangolo porterà ogni componente, incluso il T1. La figura 6 illustra il traccia-

to delle connessioni: esse sono valide effettuando il montaggio su perforato plastico, Montaprint o circuito stampato. Saldando le varie parti alla base, si deve tener presente che TR1, D1, D2 sono al Germanio, quindi più sensibili al calore dei modelli al Silicio; calma, allora: si evitino le «fiaccolate» più adatte ai tubi dell'idraulico che ai semiconduttori; si usi un buon saldatore da 40 o 60 W massimi, con la punta ben pulita, tersa. Un gran numero di insuccessi avuti dai principianti sono da addebitare proprio alla «povertà» delle connessioni; chi inizia tende a fare saldature troppo calde, troppo fredde quindi granulose, cristallizzate, cortocircuitanti, con il flusso deossidante disperso, fuse male, ripassate più volte e simili.

Per questa ragione pensiamo che un richiamo specifico non sia mai sprecato; questo montaggio comunque è rivolto al tecnico, poste le finalità del complesso, quindi non diremo altro. Comunque, nel montaggio, occhio alle polarità dei diodi, anche ai tecnici capita di collegarli inversi!!

Questo apparecchio non prevede alcuna messa a punto; se i diodi non sono fuori caratteristica, se le resistenze non hanno una eccessiva tolleranza, se i transistori non vengono «scottati» durante la saldatura, non dovrebbe accadere alcun inconveniente.

Volendo, la R3 di figura 5, figura 2 e figura 4 può essere aggiustata in modo da ricavare una tensione impulsiva (segnale) più ampia; il suo valore può scendere sino a 75-80.000 Ω , con un diverso «tempo» per la durata dell'impulso, è ovvio.

Per il collaudo, basta applicare all'ingresso dello squadratore una tensione sinusoidale di qualche V ed osservare la forma d'onda uscente sull'oscilloscopio: è da notare che uno scope non molto buono può distorcere «in proprio» il segnale, quindi la prova non deve essere effettuata impiegando apparecchi che abbiano una banda passante minore di almeno 3 MHz, specie considerando che si vuole verificare un'onda quadra, quindi ricca di armoniche elevatissime che «tosate» modificano la traccia.

I MATERIALI	Codice G.B.C.
Fig. 2	
C1 : Condensatore elettrolitico da 5 μ F, 15VL	BB/3170-60
C2 : Eguale al C1	BB/3170-60
C3 : Condensatore elettrolitico da 100 μ F, 15VL	BB/3171-00
D1 : Diodo al Germanio 1N34/a, OA95, AA119	
D2 : Eguale al D1	
R1 : Resistore da 4700 Ω , 1/2 W 10%	DR/3202-47
R2 : Eguale ad R1	DR/3202-47
R3 : Resistore da 1.000 Ω , 1/2 W 10%	DR/3202-10
R4 : Eguale ad R3	DR/3202-10
R5 : Resistore da 100.000 Ω , 1/2 W 10%	DR/2104-10
R6 : Eguale ad R1	DR/3202-47
TR1 : Si veda il testo	
Fig. 4	
Tutti i componenti sono uguali a quelli di figura 2 salvo il transistore che è PNP: si veda il testo	
Fig. 5	
C1 : Condensatore elettrolitico da 100 μ F, 15VL	BB/3171-00
D1 : Diodo al Germanio 1N34/a, 1N151, AA119	
D2 : Eguale al D1	
R1 : Resistore da 1.000 Ω 1/2 W 10%	DR/3202-10
R2 : Eguale ad R1	DR/3202-10
R3 : Resistore da 100.000 Ω 1/2 W 10%	DR/3204-10
R4 : Resistore da 4.700 Ω 1/2 W 10%	DR/3202-47
T1 : Trasformatore di accoppiamento interstadio, primario 2.000 Ω secondario 300 + 300 Ω o similmente, si veda il testo.	HT/2210-00
TR1 : Transistore AC127 o similare (vedi testo)	

CARICA BATTERIE AUTOMATICO PER ELEMENTI AL NI-CD

a cura di Italo MASON

Se un accumulatore al piombo è carico si può rilevare semplicemente dalla sua tensione durante la carica, negli elementi al Nichel-Cadmio si può controllare solo sotto carico.

Un apparecchio per la loro carica automatica pertanto deve venire alternativamente commutato su carica e scarica.

Il dispositivo qui descritto effettua la carica automaticamente con un ritmo di circa 70 s. La corrispondente durata della scarica è di circa 50 ms. Allorché l'accumulatore risulta caricato, la carica viene interrotta, per essere poi di nuovo ripresa se la tensione nominale scende al disotto di un certo valore. Gli interventi dell'apparecchio vengono segnalati automaticamente a mezzo di diodi luminescenti.

CARICA AUTOMATICA DI APPARECCHIATURA MICROFONICA

Nel quotidiano impiego di microfoni per trasmissioni senza fili — come si usa per esempio in conferenze o istituti superiori — il funzionamento con batterie ricaricabili è in particolar modo conveniente. Per avere la sicurezza che l'accumulatore, che alimenta il trasmettitore possa venire sempre tempestivamente ricaricato, è stato progettato questo apparecchio di carica automatica.

L'apparecchio può alimentare contemporaneamente anche due trasmettitori.

DATI TECNICI

Possibilità di carica contemporanea:	2 trasmettitori dotati di accumulatori al Nichel-Cadmio da 9 V
Tensione di carico a vuoto:	circa 20 V
Corrente di carica:	circa 7 mA
Tempo del ciclo di controllo:	circa 70 s
Corrente di scarica di controllo:	circa 70 mA
Tempo di carica per batteria a vuoto:	14 ore
Alimentazione:	110/220 V - 50 Hz
Assorbimento di potenza:	circa 5 VA

In alcuni casi l'accumulatore non deve essere tolto dal trasmettitore per la ricarica, e ciò quando esistono le apposite prese della batteria.

Con questo apparecchio è possibile in ogni momento caricare l'accumulatore al Nichel-Cadmio del trasmettitore.

Inoltre occorre solamente disinserire il trasmettitore e applicarlo a uno dei previsti attacchi del carica batterie.

Questo viene inserito automaticamente mediante il microinterruttore S1. Se il trasmettitore il giorno dopo deve essere inserito per una nuova trasmissione, la batteria avrà di nuovo la sua piena carica; se invece il trasmettitore non viene usato per lungo tempo, può rimanere collegato al suo alimentatore. Il dispositivo elettronico provvede in modo che viene interrotta la corrente di carica, una volta che la batteria è caricata. Se tuttavia la tensione della batteria si abbassa per scarica propria, si

inserisce di nuovo il dispositivo elettronico automatico di carica, così che il trasmettitore è sempre a disposizione con la sua batteria a piena capacità di carica.

SCHEMA E FUNZIONAMENTO

Mentre nelle batterie al piombo la tensione di carica dà la misura dello stato di carica della batteria, per gli elementi al Nichel-Cadmio questo può essere rilevato solo sotto carico.

In questo apparecchio di carica automatica perciò, la batteria viene alternativamente per breve tempo messa sotto carico.

Se la tensione rilevata sul resistore di carico di 100 Ω è bassa, la carica viene continuata. Se questa tensione ha raggiunto il suo valore ottimale di 10,2 V la carica viene interrotta, per essere poi ripresa se la tensione scende di nuovo sotto circa 9,9 V.

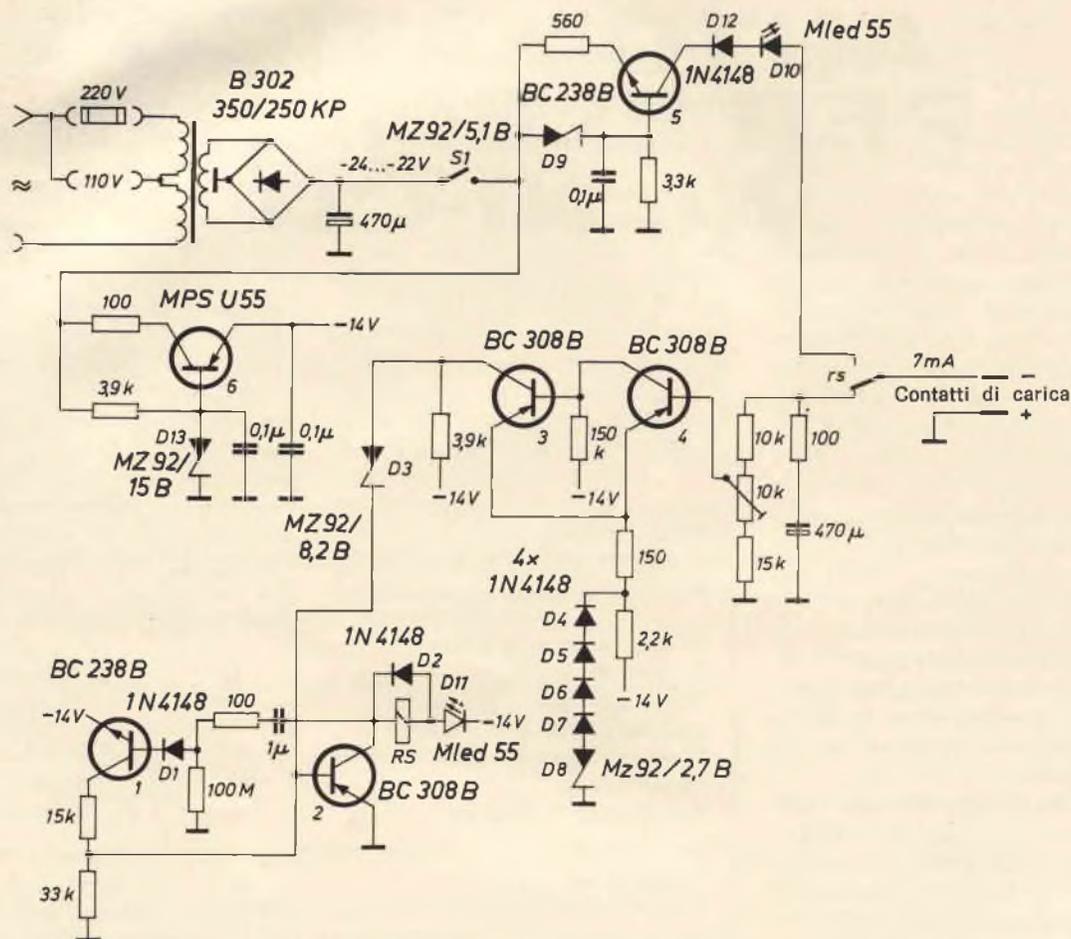


Fig. 1 - Apparecchiatura di carica per elementi al Nichel-Cadmio con controllo periodico automatico dello stato di carica. Per segnalazione servono i due diodi a luminescenza D10 e D11.

Pertanto il multivibratore astabile composto dai transistori T1 e T2 ogni 70 s inserisce per la durata di circa 50 ms il carico di 100 Ω, tramite il contatto del relè RS, sulla batteria da caricare. Appena la tensione di batteria ha raggiunto il valore di soglia dell'amplificatore (transistori T3 e T4) regolato con il potenziometro da 10 kΩ, il multivibratore viene mantenuto, tramite il diodo Zener D3, su tale posizione e il relè RS rimane attratto così che dal contatto RS la carica è interrotta.

In serie al resistore di carico di 100 Ω si trova il condensatore da 470 μF. Scorre così per breve tempo una corrente di prova di circa

70 mA, rimanendo tuttavia l'assorbimento di corrente permanente molto bassa. Se la batteria si è di nuovo scaricata sino al valore di 9,9 V, si ottiene un valore inferiore a quello di soglia dell'amplificatore, il relè RS si disaccetta e la carica viene continuata.

La carica della batteria avviene con una corrente di circa 7 mA fornita dal circuito a corrente costante tramite il transistor T5 e il diodo Zener D9.

Il diodo D12 protegge il circuito contro correnti a polarità inversa dalla batteria.

L'alimentazione del multivibratore e dell'amplificatore di soglia

avviene con tensione costante; questa viene fornita dall'alimentatore di rete stabilizzato con il transistor T6 e il diodo D13.

Come controllo ottico è inserito in serie sull'avvolgimento del relè un diodo a luminescenza (D11) e un altro in serie all'alimentatore a corrente costante (D10). Viene così segnalato se l'accumulatore è sotto carico o se la carica è terminata.

Poiché la tensione di carica negli elementi al Nichel-Cadmio varia con la temperatura, per compensazione della tensione di disinserzione a fine carica, sono stati messi in serie al diodo Zener D8 pure i diodi D4 sino D7.

UNA FISARMONICA ELETTRONICA

seconda parte - a cura di FRANTOS

Riportiamo in questa seconda parte i sistemi di costruzione dei circuiti di controllo di tono e di volume, del generatore di note e del vibrato.

Nella prima parte di questo articolo abbiamo riportato le caratteristiche generali di questa fisarmonica elettronica, e cioè:

- 1) Un solo generatore di segnali che possono essere regolati sulla frequenza fissa voluta;
- 2) Una tastiera a tredici tasti che permette di ottenere tredici note;
- 3) Un generatore di vibrato che viene accoppiato al generatore principale, ottenendo così una modulazione di bassa frequenza dell'ordine di 3 o 4 Hz;
- 4) Un commutatore che permette di inserire o di disinserire il circuito del vibrato;
- 5) Un amplificatore di bassa frequenza.
- 6) Un altoparlante che può essere incorporato oppure esterno;
- 7) Un alimentatore di rete;
- 8) Un contenitore che può avere una qualsiasi forma oppure può essere studiato in modo da assomigliare ad una vera fisarmonica.

Si dispone, in questo caso, di due serie di comandi manuali, una, per la mano destra, servirà a comandare la tastiera, l'altra, per la mano sinistra, potrà agire sugli altri comandi come per esempio: regolazione del volume, vibrato o normale, regolazione di tono, ecc.

Oltre al circuito normale, è anche possibile aggiungere un controllo di tono più perfezionato. Questo dispositivo ha la stessa funzione dei regolatori di tono applicati ai radioricevitori ed ai giradischi, esso infatti, agisce sulla riproduzione dei toni acuti.

INTRODUZIONE DEL VIBRATO NEL SEGNALE PRINCIPALE

Il circuito generatore di vibrato è del tipo più comunemente usato, cioè un oscillatore RC a sfasamento come quello illustrato in fig. 3 nell'articolo precedente.

Come si può notare nello schema di questo oscillatore, l'uscita E dovrà essere collegata direttamente all'ingresso E del circuito del multivibratore (riportato in fig. 2 nella prima parte dell'articolo).

E' consigliabile tuttavia intercalare fra i due terminali un condensatore che lascerà passare il segnale del vibrato e impedirà ogni contatto in continua fra l'uscita del vibrato e l'ingresso sulla base del transistor T1 del generatore multivibratore; questo elettrodo è positivo rispetto alla massa grazie al resistore R1 collegato al positivo dell'alimentazione.

Nel circuito di fig. 11 è riportato il dettaglio di questo condensatore di collegamento che chiameremo C8.

Questo condensatore, di tipo elettrolitico polarizzato deve avere un valore elevato in quanto deve trasmettere un segnale a frequenza molto bassa, per esempio di 3 Hz.

Naturalmente il valore del condensatore può essere calcolato con la formula $C = 1 / (2 \pi R f)$.

Ricordiamo che in questa formula, la capacità è valutata in farad, la resistenza in ohm. Il resistore di base R1 ha un valore di 12 kΩ; prendendo per la

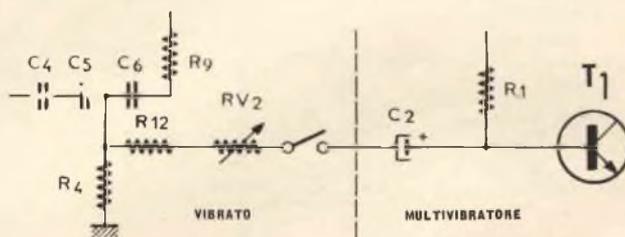


Fig 11 - Circuito di collegamento del vibrato al multivibratore.

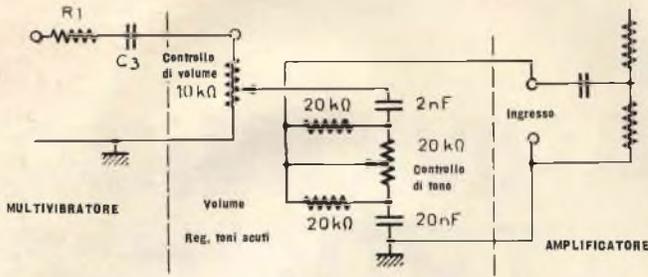


Fig. 12 - Circuito di controllo di volume e di tono semplificato.

frequenza f un valore di 3 Hz, la formula si può scrivere nel modo seguente:

$$C = \frac{1}{2 \pi R f} \text{ (farad)}$$

oppure se si vuole calcolare direttamente in μF :

$$C = \frac{10^6}{6,28 \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 3} \cong 5 \mu\text{F}$$

Il valore di questo condensatore non è critico e può avere una tolleranza di $\pm 10\%$ e un valore superiore a $5 \mu\text{F}$, per esempio: 10, 20, 50, $100 \mu\text{F}$.

LA TONALITA', I TIMBRI E LA POTENZA

Questo strumento dispone di poche note e quindi si potrà utilizzare un circuito di controllo di tono come quello riportato in fig. 12, collegato all'ingresso dell'amplificatore, il cui schema è riportato in fig. 6 o fig. 9 dell'articolo precedente.

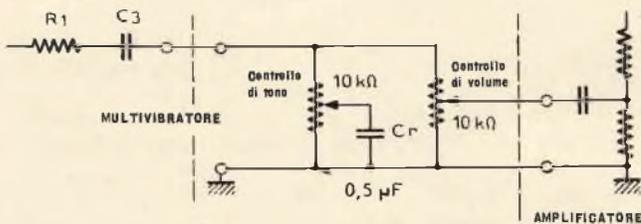


Fig. 13 - Circuito di tono a regolazione progressiva.

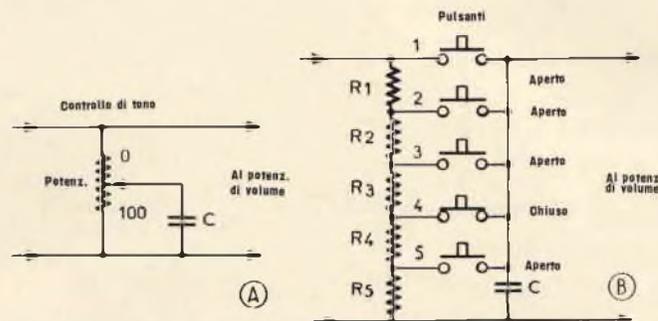


Fig. 14 - Circuito di tono a regolazione effettuata per mezzo di pulsanti.

In questo circuito è indispensabile anche un regolatore di volume. In fig. 12 è riportato lo schema di questi due dispositivi.

I due potenziometri hanno un valore di $10 \text{ k}\Omega$: quello per la regolazione di tono (TC) è di tipo lineare mentre quello per la regolazione di volume (VC) è di tipo logaritmico. Il condensatore C_r è da $0,5 \mu\text{F}$ ma si potrà sostituire a seconda dell'effetto che si vuole ottenere.

Questo regolatore di tono in pratica serve ad attenuare i suoni acuti. Il circuito multivibratore fornisce dei segnali a dente di sega (o triangolari) ricchi di armoniche.

Quando il regolatore di tono viene inserito, cioè quando il cursore è verso il punto alto del potenziometro, le armoniche basse vengono attenuate e quelle più elevate vengono quasi ridotte a zero. I suoni saranno meno ricchi ma, si elimineranno gli effetti troppo pronunciati degli acuti.

In fig. 13 è riportato un dispositivo più perfezionato che presenta un regolatore di volume da $10 \text{ k}\Omega$ prima del regolatore di tono.

Questo regolatore agisce, come al solito, sulle note acute, sia per accentuarle che per attenuarle; di conseguenza questo permetterà all'utilizzatore di far variare il timbro dei suoni emessi in misura maggiore rispetto a quello che si può ottenere con il circuito più semplice riportato in fig. 12.

I circuiti presentati nelle figg. 12 e 13 sono a regolazione progressiva che viene effettuata ruotando la manopola del potenziometro. E' preferibile però, sostituire i potenziometri con un sistema di pulsanti che risulta più rapido e più preciso. Il numero dei pulsanti può variare da 2 a 12, naturalmente maggiore sarà il numero, maggiore saranno le tonalità che l'esecutore avrà a disposizione.

Un sistema sperimentale per arrivare a un buon risultato è quello di dividere il potenziometro TC, raffigurato in fig. 12, in n parti, dove n è il numero di pulsanti di cui si dispone.

Nel caso, per esempio, si desideri avere solo cinque pulsanti, si dovrà prendere in considerazione il circuito di fig. 14.

La pista resistiva da $10 \text{ k}\Omega$ viene suddivisa in cinque parti del valore di $2 \text{ k}\Omega$ ciascuna. Il sistema di pulsanti è concepito in modo tale che quando se ne preme uno, effettuando in questo modo il contatto, tutti gli altri vengono automaticamente esclusi. Vediamo ora di fare un esempio; sul circuito di figura 14 B, si è effettuato il contatto con il pulsante 4. Questo collega il condensatore C nel punto comune dei resistori R_4 e R_3 , quindi il condensatore C shunta $2 \times 2000 = 4000 \Omega$ e la tonalità agisce per la metà.

Premendo il pulsante 1, si avrà l'attenuazione massima dei suoni acuti, perché il condensatore C shunterà tutto il circuito resistivo di $5 \times 2000 = 10.000 \Omega$. Nella fig. 14 A è riportato invece il circuito, con il potenziometro considerato in precedenza.

In fig. 15 è riportato il circuito con la modifica da effettuare sul dispositivo di fig. 13. Nel particolare A di fig. 15, si può osservare il circuito normale a potenziometro, mentre in B è riportato il circuito mo-

dificato con cinque resistori, da R1 a R5, collegati in serie e del valore, di 4 kΩ ciascuno. In questo caso i pulsanti sono 6, quindi bisogna tener presente che per n resistori, si avranno $n + 1$ pulsanti. I due circuiti di fig. 14B e 15B, possono essere ancora migliorati, scegliendo per R1, R2 ... Rn dei valori diversi fra di loro, corrispondenti a dei timbri ben determinati che si avvicineranno il più possibile a quelli degli strumenti classici.

Vediamo ora come si procederà per determinare i valori di un numero n di resistori:

- 1) Per prima cosa è necessario realizzare i circuiti delle figure 14 e 15A, per esempio quello di fig. 14 dove il potenziometro è da 10 kΩ.
- 2) Il potenziometro che si deve impiegare deve essere di tipo lineare e graduato da 0 a 100 esso deve essere collegato in modo che la graduazione 10 indichi un valore di 1 kΩ fra la massa e il cursore, la graduazione 20 2 kΩ e così via.

Supponiamo di aver trovato le seguenti posizioni del cursore del potenziometro:

- graduazione 10 : 1 kΩ
- graduazione 30 : 3 kΩ
- graduazione 40 : 4 kΩ
- graduazione 70 : 7 kΩ
- graduazione 100 : 10 kΩ

Vediamo ora di fare un confronto delle fig. 14A e 14B, premendo i pulsanti da 1 a 5:

- Pulsante 1: il condensatore C è in parallelo a tutti i resistori
- Pulsante 2: il condensatore C è in parallelo ai resistori R2 + R3 + R4 + R5 e quindi R1 = 1 kΩ
- Pulsante 3: il condensatore C è in parallelo ai resistori R3 + R4 + R5, e quindi R1 + R2 = 3 kΩ e R = 2 kΩ
- Pulsante 4: il condensatore C è in parallelo a R4 + R5 e quindi R1 + R2 + R3 = 4 kΩ e R3 = 1 kΩ
- Pulsante 5: il condensatore C è in parallelo a R5 e quindi R1 + R2 + R3 + R4 = 7 kΩ e R4 = 3 kΩ.

Il valore di R5 è quindi $10 - 7 = 3$ kΩ; la somma dei cinque resistori è $1 + 2 + 1 + 3 + 3 = 10$ kΩ.

Naturalmente per il circuito di fig. 15 si procederà nello stesso modo, prendendo però un potenziometro da 20 kΩ e un quadrante graduato da 0 a 10 o da 0 a 100. Si confrontino ora le figure 15A e 15B, come si può vedere, quando il cursore del potenziometro è, per esempio, nella posizione 10, la resistenza della parte superiore del potenziometro è di 2.000 Ω. Nel caso in cui questa posizione venga attribuita al pulsante 1, si avrà evidentemente che R1 = 2.000 Ω.

Nel caso in cui il pulsante 2 corrisponda alla posizione del cursore sulla graduazione 30, la resistenza in circuito sarà di 6.000 Ω e quindi R1 + R2 = 6.000 Ω e R2 = 6.000 - 2.000 = 4.000 Ω.

Si continua con questo sistema fino alla determinazione dei valori dei resistori R3, R4 e R5. La somma dei resistori trovati sarà di 20 kΩ.

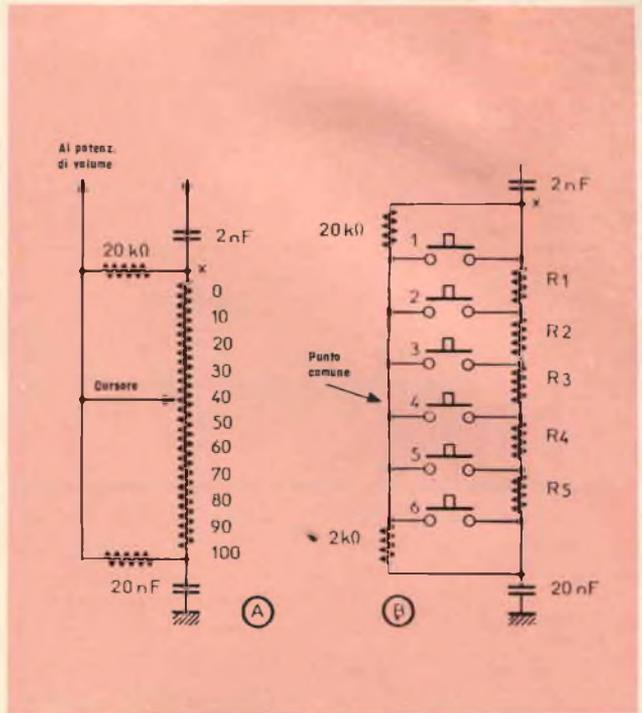


Fig. 15 - Confronto fra un circuito di tono a regolazione continua e uno a regolazione progressiva realizzato per mezzo di pulsanti.

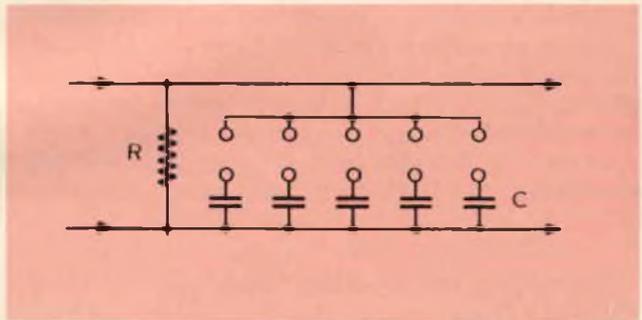


Fig. 16 - Dispositivo per la regolazione di tono realizzato con condensatori.

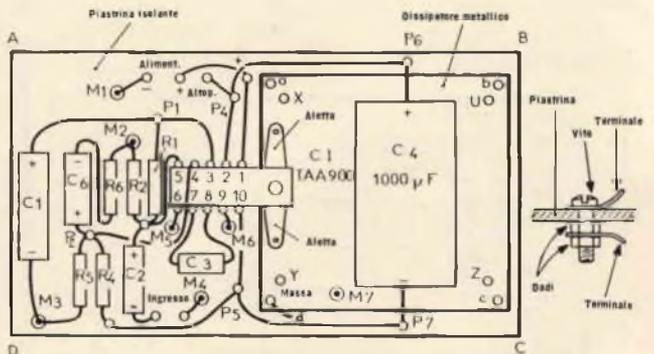


Fig. 17 - Schema di cablaggio dell'alimentatore realizzato con il circuito integrato TAA900 (visto da sopra). Nel particolare a destra è indicato il sistema di fissaggio dei terminali di collegamento.

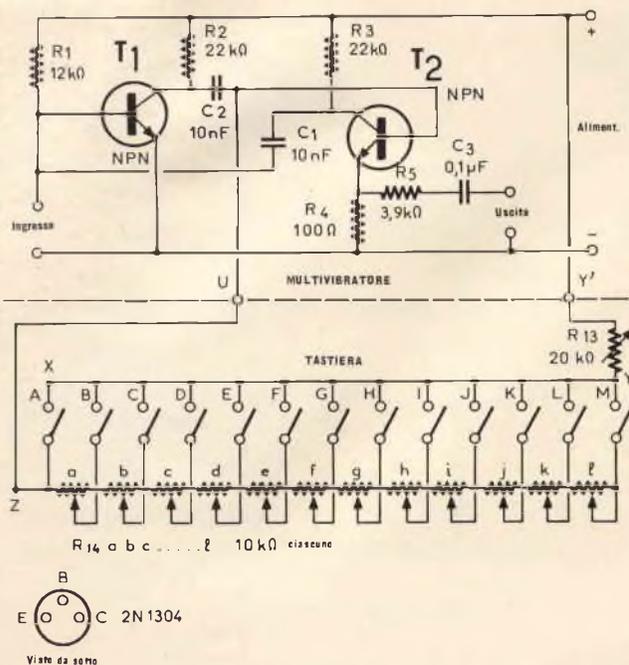


Fig. 18 - Schema elettrico del generatore di note. I potenziometri sono da 10 kΩ ciascuno.

Si possono realizzare degli altri dispositivi di tono con diversi condensatori e un solo resistore come si può vedere in fig. 16. In questo circuito i pulsanti collegati in parallelo sul resistore R ed i condensatori C di diversi valori, possono essere da 0,1 μF o anche più, il primo a sinistra è di valore basso o nullo, l'ultimo è di valore elevato.

Come abbiamo già detto in precedenza in tutti i circuiti di fig. 14, 15 e 16, quando un pulsante è in funzione, tutti gli altri risultano a riposo.

FISARMONICA CON DUE SISTEMI GENERATORI

Generalmente per suonare una fisarmonica sono necessarie entrambe le mani, quindi anche in questo strumento elettronico si possono prevedere due tastiere.

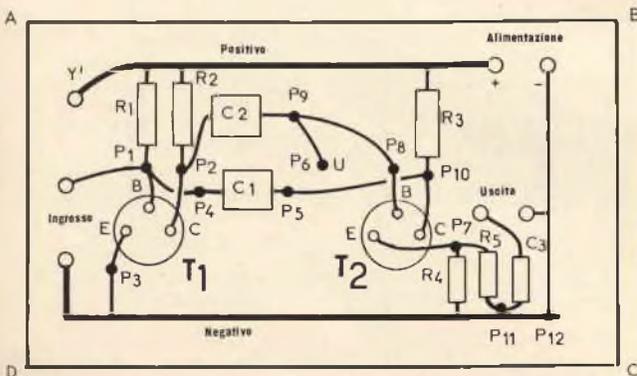


Fig. 19 - Schema di cablaggio del generatore di note.

Ricordiamo però che una sola nota verrà emessa da ciascuno dei due sistemi generatori, che darà, in questo caso, due note alla volta.

E' consigliabile quindi che le note che interessano la mano sinistra siano una o due ottave più basse delle note che interessano la mano destra.

I due lati destra e sinistra, sono occupati dai pulsanti dei generatori, quindi i dispositivi di volume e di tono potranno essere posti, per esempio, nella parte alta o sul frontale dello strumento.

COSTRUZIONE

Il sistema di costruzione più razionale e pratico è quello di realizzare ogni parte dello strumento su piastrine separate. Con questo sistema ogni parte avrà dimensioni ridotte facilitando così la sistemazione del circuito.

Nel nostro caso, i circuiti da realizzare sono i seguenti: generatore di note, generatore di vibrato, circuito amplificatore avente all'ingresso il regolatore di volume e quello di tono. Per semplicità cominceremo con la parte finale cioè con l'amplificatore che abbiamo descritto nella puntata precedente.

AMPLIFICATORE

Come si ricorderà il componente principale dello amplificatore è il circuito integrato TAA900 della Telefunken. La realizzazione pratica dell'amplificatore non presenta alcuna difficoltà o imprevisto, il solo punto delicato è il montaggio del circuito integrato sul dissipatore di calore.

Impiegando il circuito integrato TAA900 però, anche questo problema viene superato in quanto è munito di due alette metalliche che permettono di realizzare il contatto fra il circuito integrato e il radiatore metallico come si può vedere nella fig. 7 nella prima parte dell'articolo.

La fig. 17 riporta un esempio della disposizione degli elementi e, come si può vedere, corrisponde al circuito di fig. 9 nel quale l'altoparlante è collegato al positivo dell'alimentatore.

La piastrina sulla quale sono montati i componenti può avere le dimensioni di 75 x 45 o anche maggiori a seconda dei componenti che si impiegano.

Il circuito integrato ha una lunghezza di circa 19 mm; le due alette di dissipazione vengono fissate al radiatore di calore in rame, di forma quadrata avente uno spessore di 2 o 3 mm.

Questo dissipatore potrà essere fissato alla piastrina mediante quattro viti e dadi, lasciando qualche millimetro di spazio fra dissipatore e piastrina in modo da permettere una efficace aerazione.

Quando si sarà fissato il dissipatore metallico alla piastrina e il circuito integrato al dissipatore non sarà necessario effettuare nessun altro fissaggio; il circuito di fig. 17 non è effettuato su circuito stampato, ma i collegamenti sono costituiti da fili.

Gli altri componenti verranno fissati fra due punti come per esempio P1 ... Po o i punti di massa M o i

terminali d'ingresso, ai terminali dell'altoparlante e dell'alimentatore e così via. Si collegheranno poi i terminali del circuito integrato numerati da 1 a 10.

Ricordiamo che il circuito integrato è visto da sotto, dunque i terminali vanno verso la piastrina.

Vediamo ora in modo dettagliato i collegamenti, tenendo presente lo schema di fig. 9 e iniziando dal terminale 1 del circuito integrato.

— Terminale 1: al positivo del collegamento dell'altoparlante. Questo punto sarà anche collegato al positivo dell'alimentatore.

— Terminale 2: questo dovrà essere collegato ai punti P4 (terminale dell'altoparlante) e P6, questo è collegato al positivo del condensatore C4 da 1.000 μF ; il condensatore C4 sarà collegato fra P6 e P7. Il punto P7 è a sua volta collegato al punto P5, e questo al terminale 10 del circuito integrato; il terminale 10 è poi collegato al resistore R4.

— Terminale 3: questo è collegato al punto P1, quindi al resistore R1 ed al terminale positivo del condensatore C1, il cui terminale negativo è collegato a massa nel punto M3.

— Terminale 4: questo è collegato al punto P2 cioè al terminale positivo del condensatore C6 ed ai resistori R5, R4.

— Terminale 5: questo è collegato al terminale positivo del condensatore C2 ed ai resistori R1 ed R2; l'altro terminale di R2 sarà collegato a massa nel punto M2.

— Terminale 6: collegato a massa nel punto M5.

— Terminali 7 e 8: collegati insieme attraverso il condensatore C3.

— Terminale 9: collegato a massa nel punto M6.

Dopo aver collegato il circuito integrato, si devono eseguire i seguenti collegamenti: il resistore R6 fra la massa M2 ed il terminale negativo del condensatore C6. Il terminale libero del resistore R5 deve essere collegato al terminale di massa M3. Il terminale negativo del condensatore C2 deve essere collegato all'ingresso, mentre l'altro terminale d'ingresso è collegato al punto di massa M4. Il negativo dell'alimentazione è collegato a massa nel punto M1.

Ricordiamo che i collegamenti dei punti di massa M e dei terminali P si effettuano per mezzo di capicorda tenuti per mezzo di viti e dadi, come si può vedere nel particolare di fig. 17.

I circuiti di regolazione di volume e di tono, come abbiamo già detto in precedenza, verranno montati sulla parete del contenitore dello strumento vicino agli altri comandi in modo da essere comodi da manovrare.

COSTRUZIONE DEL GENERATORE DI NOTE

Il generatore ha 13 note e sarà simile ai circuiti presentati nelle figg. 2 e 5 dell'articolo precedente. In fig. 18 è riportato lo schema completo del generatore di note. I due transistori impiegati sono di tipo 2N1304 (ASY28 Philips) in contenitore metallico TO5. Il col-

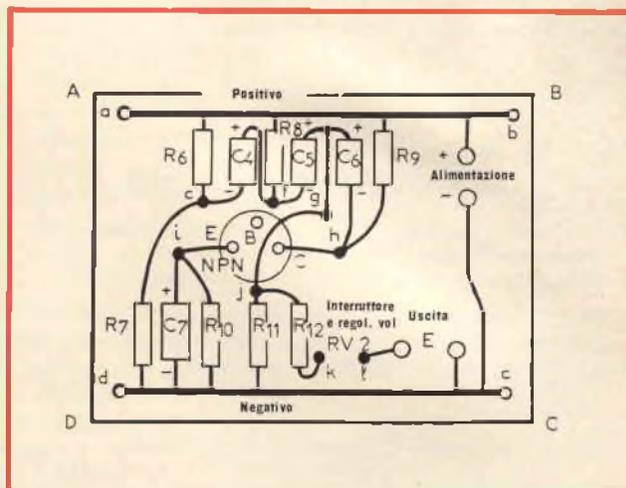


Fig. 20 - Schema di cablaggio del vibrato.

VALORE DEI COMPONENTI

R6 = 87 k Ω , 1/2 W	R12 = 100 k Ω , 1/2 W
R7 = 10 k Ω , 1/2 W	C4 = 2 μF
R8 = 4,7 k Ω , 1/2 W	C5 = 2 μF
R9 = 4,7 k Ω , 1/2 W	C6 = 2 μF
R10 = 1 k Ω , 1/2 W	C7 = 200 μF
R11 = 4,7 k Ω , 1/2 W	RV2 = 100 k Ω

lettore di questi è collegato al contenitore, mentre i terminali di base e di emettitore fuoriescono dal contenitore da boccole isolanti. In fig. 18 è riportata anche la zoccolatura di questo transistor.

Ricordiamo che il contenitore non deve venire a contatto con altri punti del circuito. Come si può vedere dalla fig. 18, lo schema si divide praticamente in due parti: una è il multivibratore, esclusi i resistori variabili posti sulla base del transistor T2, l'altra è la parte formata dai resistori variabili realizzata con un sistema a pulsanti da A a M; questi pulsanti sono 13 e sono accoppiati per mezzo di un resistore variabile R13 da 20 k Ω e 12 resistori variabili da R14a a R14l da 10 k Ω ciascuno.

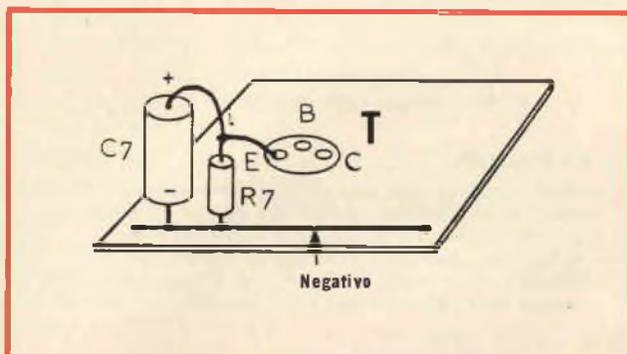


Fig. 21 - Esempio di cablaggio di componenti posti perpendicolarmente alla piastrina.

microfoni ceramici ultrasonici

di elevate prestazioni

L'elemento sensibile, di concezione completamente nuova è costituito da due dischi ceramici piezoelettrici e da un risonatore conico d'alluminio.

- Elevata sensibilità ≥ -67 dB/V/ μ Bar
- Eccezionale resistenza all'umidità e temperatura
- Notevole stabilità elettrica e meccanica
- Dimensioni alquanto ridotte (in particolare per i tipi EFR-RSB40K2 ed EFR-OSB40K2).
- Centro frequenza in ricezione: $40,0 \pm 1,0$ kHz
in trasmissione: $41,0 \pm 1,0$ kHz
- Larghezza di banda (a -6 dB): $\geq 3,5$ kHz
- Direzionalità: la variazione di sensibilità è $< 7,5$ dB in un angolo di 60°
- Gamma di temperatura: $-20 + 60^\circ\text{C}$



APPLICAZIONI

Questi microfoni vengono utilizzati non solo come trasduttori in ricezione, ma anche in trasmissione come nei dispositivi di controllo a distanza per televisori, apparecchi stereofonici, registratori, dispositivi di allarme, verificatori di ermeticità all'aria, comandi di porte automatiche, interruttori ultrasonici.

G.B.C. Italiana - RECIV division
Componenti per elettronica civile

I fili Y e U collegano le due parti fra di loro. In fig. 19 è riportato un esempio di circuito di cablaggio del multivibratore; le sue dimensioni naturalmente dipendono dalle dimensioni dei componenti impiegati per il montaggio. Ricordiamo che i transistori sono posti dalla parte opposta della piastrina. L'emettitore si trova quindi a sinistra, la base in alto e il collettore a destra. Per prima cosa è necessario sistemare sulla piastrina i terminali di collegamento da P1 a P2 ed i sei terminali per l'ingresso, l'uscita e l'alimentazione.

I terminali P1, P2, P3 e P7, P8, P10 devono essere passanti sulle due facce della piastrina. Così facendo, i transistori potranno essere saldati sul lato superiore, mentre i collegamenti si potranno effettuare sui terminali che fuoriescono dal lato inferiore. E' consigliabile saldare i transistori per ultimi, cioè quando tutto il resto del circuito è terminato.

Sulla faccia inferiore della piastrina, cioè quella che si vede in fig. 19, si dovrà saldare il filo del positivo dell'alimentatore fra il punto Y e il terminale + dell'alimentatore. A cablaggio ultimato, è consigliabile verificare il montaggio con lo schema elettrico di fig. 18.

CONSTRUZIONE DEL VIBRATO

E' necessario riferirsi allo schema di fig. 3 nel quale il transistore T3 è di tipo 2N1302 (ASY73) (NPN) in contenitore TO5 e si deve collegare come il tipo 2N1304, come si può vedere nella figura 18 e 19.

Come per il generatore di note, anche questo circuito è effettuato su una piastrina isolante forata per il fissaggio dei terminali di collegamento. Il transistore verrà fissato sull'altro lato. Le dimensioni di questa piastrina dipendono dal tipo di componenti impiegati, in quanto possono variare da costruttore a costruttore.

Naturalmente i condensatori elettrolitici e, in modo particolare C7, saranno più ingombranti di quelli riportati nello schema, di cablaggio di fig. 20. Questi componenti potranno essere montati verticalmente sulla piastrina, come si può vedere in fig. 21, dove abbiamo riportato come esempio il condensatore C7 e il resistore R7.

Dal lato uscita, a partire da R12 di 100 k Ω , si disporrà dei punti k e l per collegare separatamente alla piastrina l'interruttore del « vibrato in serie al potenziometro RV2 da 100 k Ω ». Naturalmente questo comando dovrà essere accessibile per una facile manovra.

Si devono prevedere due terminali d'uscita che dovranno essere collegati all'ingresso E del multivibratore e due terminali che serviranno per collegare l'alimentatore.

Nel prossimo articolo daremo alcuni chiarimenti sull'assieme di tutti i dispositivi che compongono la nostra fisarmonica elettronica.

Consigliamo ai nostri lettori, prima di intraprendere la costruzione di questo strumento, di aspettare anche la pubblicazione dell'ultima parte dell'articolo in quanto avranno un panorama completo del lavoro e delle eventuali varianti.

La qualità dei risultati ottenuti con i radio ricevitori delle automobili dipende essenzialmente dall'ambiente circostante, dal montaggio del radio ricevitore stesso, e dall'installazione di componenti anti-disturbo.

Normalmente le onde elettriche non possono attraversare la carrozzeria metallica della vettura, quindi vengono raccolte da una antenna esterna costituita solitamente da un'asta metallica telescopica verticale od obliqua; evidentemente la disposizione di questa antenna è in ugual modo molto importante per la qualità della ricezione.

Il suo rendimento, infatti è sempre basso, poiché è situata a poca

plificati, che permettono di ottenere una maggior sensibilità di ricezione, ma con una più grande selettività e, di conseguenza, una riduzione dei rumori di fondo

I primi dispositivi di questo genere, sono stati realizzati con delle lampade a vuoto in miniatura contenute nello zoccolo di una piccola antenna. Qualche anno fa, un fabbricante francese aveva messo a punto un piccolo blocco di preamplificazione a transistori, destinato ad essere montato tra l'antenna ed il radio ricevitore a transistori, che dava dei buoni risultati, ma aveva l'inconveniente di essere troppo ingombrante e di esigere una regolazione supplementare.

Il problema si pone evidentemente in maniera differente sulle automobili, dato che non si tratta, di un apparecchio portatile, l'insieme può essere installato sull'auto-vettura in modo da non essere troppo ingombrante e da essere visibile il meno possibile. Il principio di base consiste sempre nell'impiegare un sistema attivo amplificatore a transistori, che rende possibile l'uso di antenne di dimensioni estremamente ridotte.

La sensibilità massima del sistema ricevente dipende dai rumori di fondo prodotti nel primo stadio di amplificazione, così come negli stessi sistemi di antenne, tenendo conto dei cavi di collegamento e dei circuiti di adattamento e di trasformazione con un idoneo adattamento al primo stadio di amplificazione.

In questa antenna attiva, il primo transistor del radio ricevitore è dunque integrato con gli elementi dell'antenna. Un adattamento razionale, tra il primo stadio di amplificazione e l'antenna passiva ordinaria, può essere assicurato senza modificare gli abituali elementi passivi di trasmissione.

I RUMORI PARASSITI E L'ADATTAMENTO

La sensibilità di ricezione è limitata dal rapporto segnale/disturbo. Il guadagno dell'antenna non è un fattore di ricezione decisivo; con un basso rumore di

come aumentare la sensibilità delle antenne per auto

a cura di R. BELTRAMONI

distanza dal suolo, e vicina alla massa metallica della carrozzeria. Per delle ragioni contingenti, la sua lunghezza, è d'altra parte, ugualmente ridotta, e non esiste motivo che essa non lo sia, se si tratta di ricevere le emissioni su onde corte a modulazione di frequenza.

Da ciò, l'interesse degli esperimenti effettuati negli Stati Uniti ed in Germania per la realizzazione di nuovi tipi di antenne transistorizzate che potrebbero essere definite antenne attive, che abbiano delle dimensioni ridotte, ma permettano di ottenere un miglior rapporto segnale/disturbo di quello delle antenne abituali, chiamate passive, cioè senza amplificazione sulla stessa banda di frequenza.

Il principio non è nuovo. Da molto tempo, sono state realizzate delle piccole antenne tubolari telescopiche interne, o delle antenne combinate con dei preamplificatori sem-

**LE ANTENNE
ATTIVE**

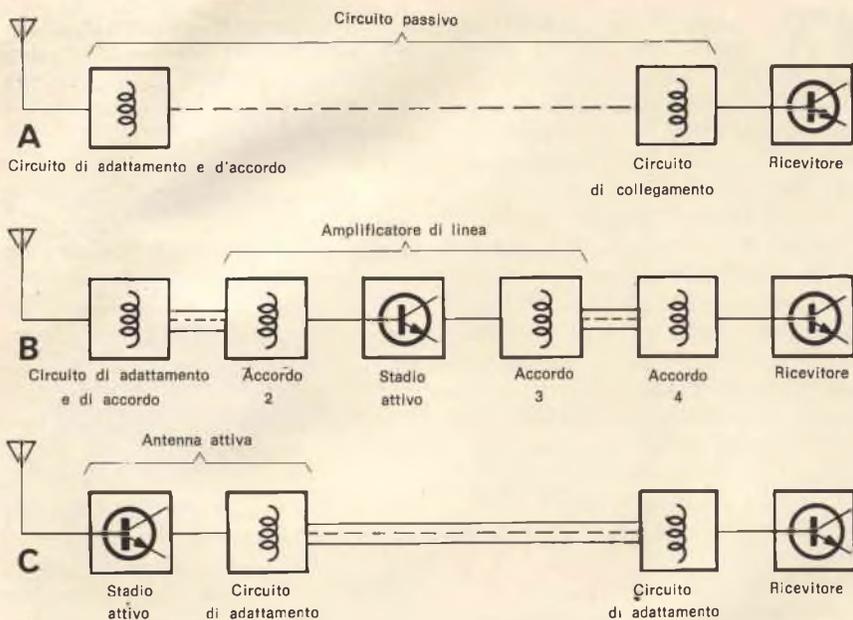


Fig. 1

fondo, in effetti, l'amplificazione può essere assicurata nel ricevitore in condizioni sempre più soddisfacenti.

La parte più critica del sistema di ricezione è lo stadio di ingresso, o primo stadio di amplificazione, sul quale il segnale corrispondente alla trasmissione radio è applicato con il livello più debole. L'antenna deve poter captare e trasmettere un segnale utile, il cui livello è più elevato del livello di rumore dello stadio di ingresso del ricevitore, tenendo conto dei rumori interni. Questo rapporto segnale/disturbo è dunque il fattore essenziale che limita la ricezione dei segnali deboli e, di

conseguenza il più importante fattore da considerare.

Questo rapporto segnale/disturbo di un ricevitore è determinato essenzialmente da tre fonti principali. Ci sono prima di tutto i disturbi che provengono dalla stessa antenna passiva, dovuti allo spazio circostante e di origine atmosferico o industriale. Questi disturbi esterni possono essere valutati da una «temperatura di disturbo» o fattore di disturbo T_a .

Ci sono in seguito i disturbi dovuti ai collegamenti interni del montaggio tra l'antenna passiva ed i terminali di ingresso del primo stadio di amplificazione. Questo circuito di trasmissione produce due effetti: il livello del segnale è diminuito; dato che la resistenza delle linee di trasmissione e dei circuiti di sintonia è inevitabile, essa può costituire una fonte addizionale di rumori.

Ci sono innanzitutto disturbi determinati dall'amplificatore a transistori. Il primo stadio di amplificazione produce un disturbo di origine interna, che può essere valutato con il simbolo T_t , perché dipende dalla temperatura del transistor. Ci sono così tre principali fonti di disturbi il cui totale può essere rappresentato con il simbolo T_s .

Per ridurre il disturbo, ed aumentare il rapporto segnale/disturbo, il circuito passivo di trasmissio-

ne tra gli elementi dell'antenna ed il primo stadio amplificatore deve essere ridotto al minimo, integrando l'antenna passiva con il primo stadio di amplificazione. Si vedono, in fig. 1, gli elementi di un sistema passivo abituale con un circuito di trasmissione passivo tra l'antenna ed il primo stadio di amplificazione. Un secondo effetto di questo sistema è costituito dalla sua influenza sull'ampiezza di banda massimale del sistema.

Il fattore totale di disturbo del sistema 1A può essere espresso con l'equazione:

$$T_s = T_a + T_n + T_e / G \quad (1)$$

T_n rappresenta l'effetto della linea di trasmissione e dei circuiti di sintonia, T_e è il disturbo equivalente del ricevitore, e G è il guadagno del circuito di collegamento T_n .

Se le perdite di linee non sono troppo importanti, il fattore T_n dei circuiti di collegamento può essere trascurato; il fattore di rumore dell'antenna T_a è considerato come il limite teorico più basso del fattore di rumore T_s , che comporterebbe un ricevitore ed un circuito di collegamento teoricamente perfetti. In pratica, il sistema ricevente è più o meno diverso dal sistema teorico, può essere considerato come ideale allorquando il rumore corrisponda ad un valore $T_s < 2 \times T_a$.

In figura 1B si può vedere lo stesso ricevitore che comporta un amplificatore non integrato. Un fattore importante è costituito dal guadagno del circuito intermedio T_n .

Più la linea di trasmissione di un montaggio passivo è lunga, più G è basso e, più grande è la parte del fattore del ricevitore T_e / G nel rumore di fondo totale del sistema.

Se un amplificatore è montato tra l'antenna e la linea di trasmissione, il fattore del ricevitore T_e / G diminuisce; uno stadio di amplificazione dopo l'antenna migliora evidentemente il rumore di fondo totale, se le perdite nella linea di trasmissione ed i circuiti di sintonizzazione sono importanti. Tuttavia, questo amplificatore di ingresso aggiunge anche il proprio rumore di fondo, di modo che T_n è aumentato nell'equazione precedente.

Aggiungendo degli elementi attivi nel sistema di collegamento passivo, il rumore di fondo totale del

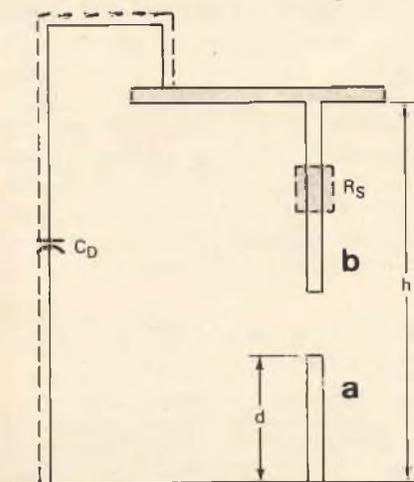


Fig. 2

sistema può essere espresso con l'equazione:

$$T_s = T_a + T_n + T_e \quad (2)$$

La figura 1C mostra, infine, lo stesso ricevitore combinato con una antenna attiva che comporta un amplificatore a transistori integrato con l'antenna passiva ed il circuito di collegamento passivo. I disturbi dei transistori dipendono molto dall'impedenza del circuito esterno collegato ai terminali di ingresso del ricevitore a transistori; c'è sempre un certo valore dell'impedenza della fonte Z_a che assicura il più basso rumore di fondo. Supponendo che nella seconda equazione T_a e T_e sono dei valori imposti, si può in principio, ridurre il rumore di fondo totale T_s , riducendo T_n ed aumentando al massimo G . Tuttavia, questo risultato non può essere ottenuto nella medesima antenna attiva.

Una antenna attiva può essere stabilita in modo da ridurre al minimo T_n , rumore di fondo di sintonia, per aumentare al massimo G che corrisponde alla sintonia di potenza, o per ottenere un compromesso tra i due. Nella maggior parte dei casi, la differenza tra questi due valori è abbastanza irrilevante per non determinare una considerevole perdita della potenza del segnale; in tutti i casi, una antenna attiva deve avere un guadagno più elevato di quello che è necessario per compensare le perdite dei circuiti di sintonia.

Un altro vantaggio dell'integrazione dell'amplificatore consiste nel fatto che l'impedenza di antenna può essere regolata ad un valore ottimale, in modo che T_n nell'equazione (2) può diventare più basso del valore corrispondente, ottenuto con una antenna ad amplificatore non integrato.

L'impedenza di una antenna con un solo conduttore al di sopra di una massa piana, come si vede in figura 2, dipende dalla distanza d , se è misurata tra i terminali a e b . Scegliendo dei conduttori corti e dei valori ottimali, l'impedenza di antenna può essere regolata al valore desiderato; ciò sopprime la necessità di un circuito di adattamento, ed il rumore di fondo è determinato essenzialmente da questa impedenza ottimale.



Fig. 3

Non è difficile accordare l'uscita di un circuito di antenna attivo ad un cavo di trasmissione, diminuendo così al minimo le perdite tra l'antenna ed il ricevitore.

I RUMORI DI FONDO DELL'AMPLIFICATORE

Per delle frequenze inferiori di $30 \div 100$ MHz, i rumori di fondo atmosferici sono generalmente così forti che il rapporto segnale/disturbo dipende molto poco dal sistema antenna/ricevitore. Così sulla gamma delle alte frequenze, si può ammettere una dissintonizzazione più o meno grande e possono essere impiegate delle antenne relativamente corte senza avere una apprezzabile diminuzione della sensibilità. Fintanto che la lunghezza dell'antenna è ridotta in rapporto alla lunghezza d'onda dell'emissione, essa non presenta una caratteristica di risonanza e la sua impedenza non dipende dalla frequenza, ciò permette una grande libertà nella scelta dell'impedenza di antenna. Sotto il rapporto del rumore di fondo, i sistemi di antenne corte a larga banda possono essere raccomandabili solamente in queste gamme di frequenze nelle quali i rumori parassiti atmosferici sono elevati.

I rumori di fondo dovuti ai transistori devono sempre essere inferiori ai rumori di fondo atmosferici T_a

soprattutto per le frequenze al di sopra dei 50 MHz. Per queste frequenze, gli elementi dell'antenna passiva devono essere studiati in modo tale che gli amplificatori a transistori funzionino nelle condizioni ottimali di sintonia su tutta la gamma di frequenza dell'antenna. Le antenne attive sono generalmen-

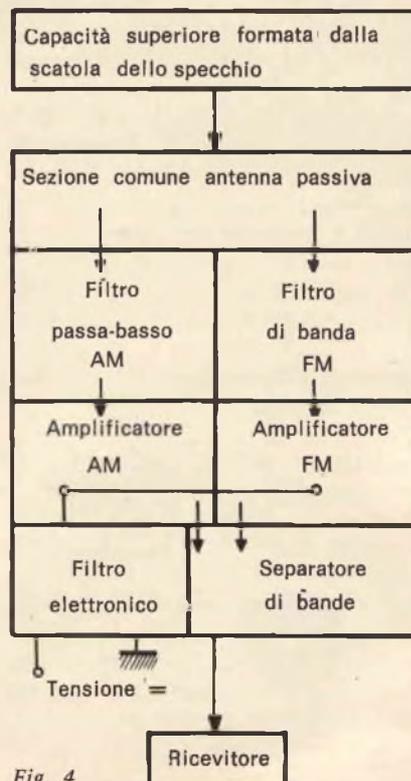


Fig. 4

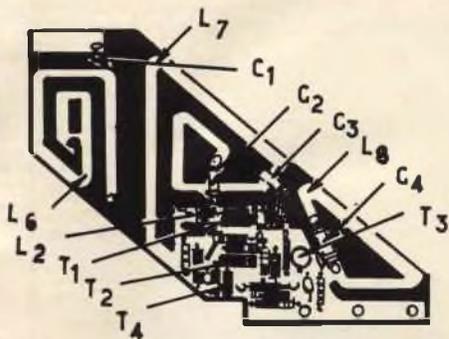


Fig. 5

te stabilite con delle caratteristiche di risonanza per queste frequenze più elevate.

Le antenne attive di questo tipo funzionano sul principio del filtro di banda a doppia risonanza, e presentano una curva di impedenza che forma una doppia spira, nella gamma di frequenza di funzionamento. Una antenna di questo genere può costituire una antenna filtro a motivo della sua selettività dei segnali situati al di fuori della banda di frequenza desiderata.

Una antenna a doppia risonanza assicura una migliore selettività al di fuori della banda di frequenza utile, di una antenna a risonanza semplice.

INTERMODULAZIONE E TRANSMODULAZIONE

Una antenna può ricevere anche dei segnali di stazioni che hanno una frequenza leggermente diversa

in questo caso un amplificatore a transistori non lineare può produrre delle frequenze armoniche, delle frequenze dovute a degli effetti di addizione o di sottrazione da battimento, e degli effetti di transmodulazione che in relazione alla loro ampiezza possono provocare dei notevoli disturbi.

La lunghezza effettiva dell'antenna passiva deve dunque essere il più possibile ridotta, per diminuire le ampiezze di ricezione poiché, contrariamente a quanto si potrebbe credere, è solamente il rapporto segnale/disturbo che assicura una buona ricezione, e non il livello assoluto del segnale ricevuto.

La potenza di uscita delle antenne attive, anche con elementi di lunghezza ridotta, è generalmente più elevata di quella ottenuta con delle antenne passive abituali. Utilizzando dunque dei filtri di banda possono venire ridotti considerevolmente i segnali situati al di fuori delle bande di frequenza desiderate: si sopprime così una gran parte degli effetti non lineari che provengono da segnali esterni alla banda di frequenza considerata. Questo filtro passa-banda è formato dalla combinazione dell'antenna passiva con l'adatto circuito di ingresso del ricevitore a transistori.

Esso, inoltre non modifica l'impedenza di uscita e l'adattamento dell'antenna è più facile di quello di una antenna passiva che comporta degli amplificatori esterni e dei filtri. La larghezza di banda non

è in relazione diretta con la selettività nei confronti dei segnali situati al di fuori della banda di frequenze abituale.

L'impiego dell'antenna attiva che costituisce una parte del circuito di ingresso di un amplificatore integrato sopprime così gli elementi abituali di adattamento e di sintonia tra l'antenna ed il ricevitore; le perdite in alta frequenza sono ridotte ed il rapporto segnale/disturbo del sistema viene migliorato.

COME E' DETERMINATA L'ANTENNA ATTIVA D'AUTOMOBILE

L'antenna attiva d'automobile destinata alla ricezione di emissione in modulazione di frequenza ed in modulazione di ampiezza è stata studiata in Germania, e realizzata con l'ingegnosa forma della combinazione dell'amplificatore con i suoi sistemi di filtri e del collegamento situato nel contenitore di uno specchio retrovisore esterno (fig. 3).

L'antenna a stilo è sovente utilizzata, come antenna di automobile, per assicurare dei risultati soddisfacenti su tutte le gamme di frequenze. La sua lunghezza deve essere almeno di un metro. Per questo motivo, questo tipo di antenna, rischia frequentemente di venire danneggiata quando si deve entrare in autorimesse con il soffitto molto basso, negli autolavaggi automatici, ecc. A causa di questi inconvenienti le antenne a stilo sono raramente utilizzate alla loro lunghezza ottimale e si montano sovente nelle posizioni più agevoli che, nella maggior parte dei casi, non corrispondono alle loro ottimali condizioni elettriche. L'impiego dell'antenna attiva evita evidentemente di fare ricorso a questo compromesso.

Nell'esempio sopra indicato, il contenitore è in acciaio inossidabile e riveste il ruolo di una capacità situata all'estremità superiore. La base dello specchio è di materia plastica; l'antenna attiva è costituita da una piastra a circuito stampato. La più importante dimensione geometrica è la distanza tra l'asse dello specchio e la massa del veicolo. Questa distanza è stata ridotta procedendo per tentativi, fino a quando la qualità della ricezione

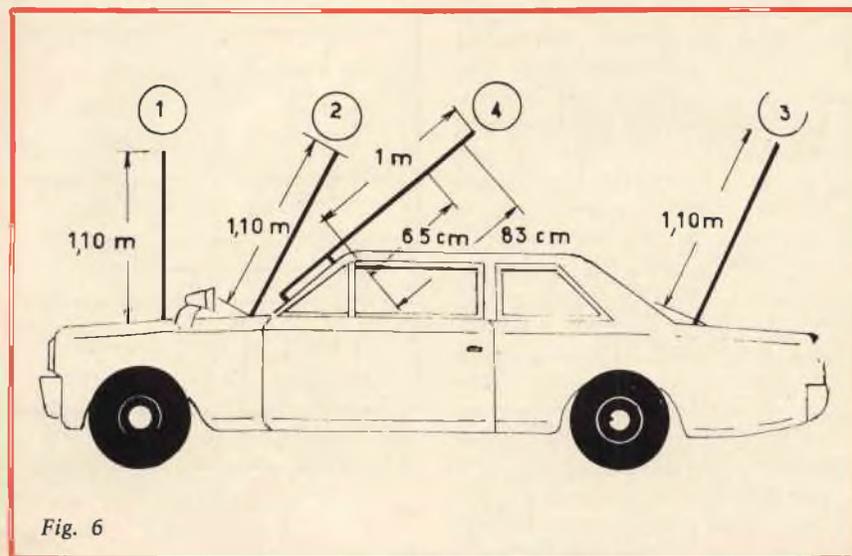


Fig. 6

sulla gamma delle emissioni in ampiezza è risultata equivalente a quella ottenuta con un ricevitore medio ed una antenna a stilo.

L'antenna attiva è stata concepita, come indica lo schema di principio di figura 4, per la ricezione separata delle emissioni in modulazione, in frequenza ed in ampiezza. Le uscite degli amplificatori corrispondenti, sono collegate ad un circuito separatore di banda, che sdoppia i segnali e li invia attraverso un cavo coassiale al ricevitore. La capacità di uscita di questo separatore di banda e la capacità del cavo coassiale sulla gamma AM, agiscono in modo che il circuito di ingresso risulti accordato allorquando l'antenna è installata.

Il circuito stampato ed i suoi componenti sono indicati alle figure 5 e 7. In combinazione con la capacità di ingresso C_d che è dell'ordine di 10 pF, gli avvolgimenti L_6 , L_7 , ed L_8 costituiscono degli elementi dell'antenna passiva che capta l'energia alta frequenza proveniente dalle onde che si vogliono ricevere. Questi avvolgimenti sono formati da conduttori di diametro relativamente grande per ridurre al minimo le perdite. I conduttori stampati sull'altro lato del supporto sono indicati con delle linee tratteggiate in figura 7.

L'impedenza ottimale per assicurare l'adattamento sulla gamma di modulazione di frequenza è formato dalle induttanze L_6 , L_7 ed L_8 , combinate con i condensatori C_2 , C_3 e C_4 e la resistenza di irradiazione R_s . In questa gamma, l'antenna attiva riveste il ruolo di un circuito di filtro di banda modificato a due risonanze con accoppiamento capacitivo.

Il primo circuito risonante consiste in un montaggio in serie; C_d , C_1 , L_6 , C_2 ed L_7 ; il circuito parallelo di C_4 ed L_8 completa il secondo circuito con il condensatore C_3 , che rappresenta la capacità di accoppiamento. Un filtro di banda è utilizzato per sopprimere tutti i segnali, situati al di fuori della banda di modulazione di frequenza, che potrebbero produrre degli effetti non lineari sul transistor Q_3 , e agisce come un separatore di bande per i segnali AM ed FM.

L'amplificatore per la modulazio-

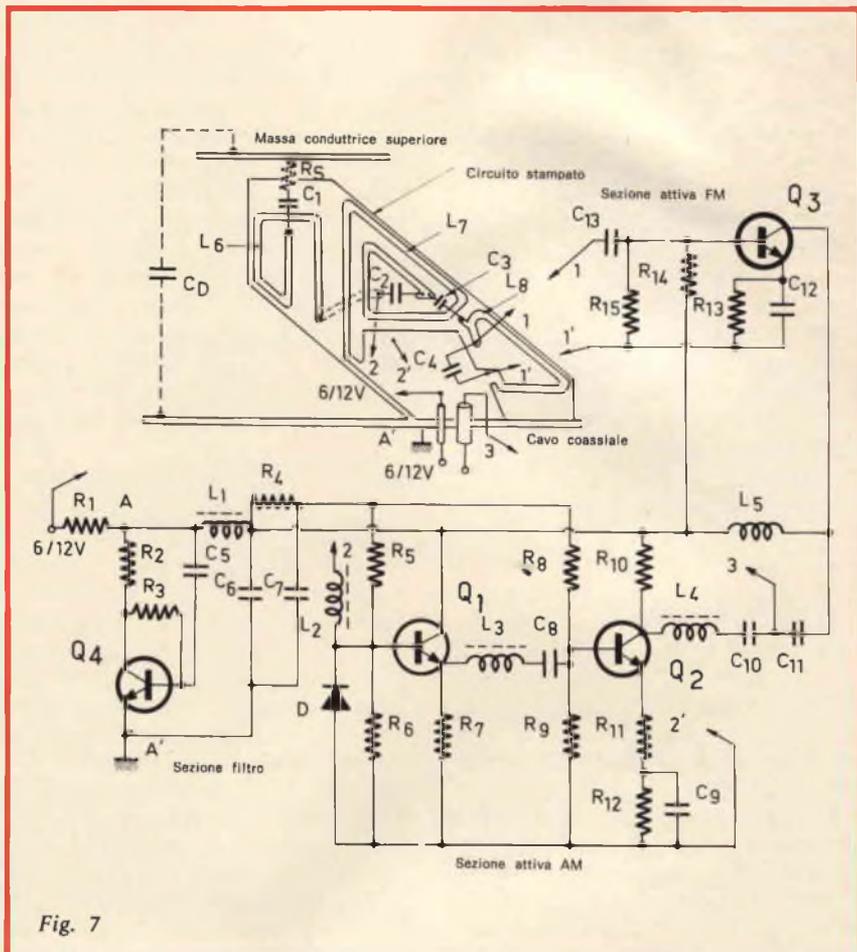


Fig. 7

ne di ampiezza comprende transistori Q_1 e Q_2 con un circuito di collegamento dell'emettitore, con reazione negativa prodotta dal resistore R_{11} , che aumenta la linearità e di conseguenza, la gamma dinamica del circuito, senza diminuire la sensibilità dell'amplificatore.

L'impedenza di ingresso dell'amplificatore a modulazione di ampiezza tra i terminali 2 e 2' è più grande dell'impedenza della sorgente che è prodotta dai condensatori C_d e C_3 in parallelo. Questa impedenza di ingresso è formata da una reattanza molto resistiva e capacitiva costituita in serie con una resistenza di radiazione molto debole; C_2 costituisce un carico tra i terminali 2 e 2' ed ha poca influenza sulla sensibilità della banda di frequenza considerata. C_1 funge da disaccoppiamento statico della scatola metallica.

Non è possibile, a causa degli sfavorevoli rapporti di impedenza su di una gamma di frequenze molto

ampia, ottenere un adattamento su di una banda di frequenze estesa in modulazione di ampiezza, ma questo «optimum di sintonia» non è essenziale perché, per queste basse frequenze, i rumori atmosferici hanno una importanza maggiore ed è quindi ammesso un disaccordo considerevole. Si possono impiegare delle antenne relativamente corte senza rilevare una diminuzione apprezzabile della sensibilità del sistema.

Così, con delle costanti intensità di ricezione, una antenna dipolo capacitiva od una antenna passiva a circuito stampato per la banda di modulazione in ampiezza, assicura una tensione indipendente dalle frequenze a circuito aperto.

L'amplificatore corrispondente deve dunque avere una elevata sensibilità con una gamma dinamica assai larga per evitare gli effetti non lineari. Questo problema è stato risolto studiando un amplificatore a larga banda che presenta una

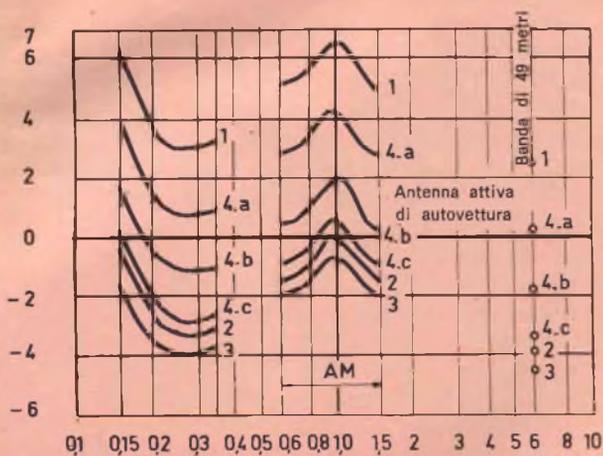


Fig. 8

sensibilità limitata di fronte ai rumori parassiti.

Le uscite di sezione in modulazione di ampiezza e in modulazione di frequenza sono combinate nel circuito divisore di banda e sono trasmesse attraverso un cavo di collegamento coassiale al ricevitore. L'avvolgimento L_5 ed il condensatore C_{11} formano un filtro passa-alto, che adatta l'uscita dell'amplificatore a modulazione in frequenza al cavo di collegamento coassiale.

Sulla gamma a modulazione in ampiezza, l'avvolgimento L_5 agisce come un corto circuito e si oppone al passaggio dei segnali a modulazione in ampiezza all'amplificatore a modulazione di frequenza. Nello stesso modo, l'avvolgimento L_4 mantiene i segnali in modulazione di frequenza al di fuori dell'amplificatore a modulazione in ampiezza.

La capacità totale di uscita dell'antenna attiva è formata dalla somma delle capacità C_{10} e C_{11} e la capacità del cavo di collegamento.

L'antenna attiva è alimentata dalla batteria dell'automobile, e si può utilizzare una tensione da $4,8 \div 14$ V; un circuito filtro è utilizzato, come d'abitudine, per sopprimere i rumori parassiti che provengono dal sistema di accensione dell'autovettura e dai diversi accessori elettrici.

Il filtraggio delle interferenze a bassa frequenza è assicurato dal resistore R_1 e dalla capacità di C_5 ; questa capacità è moltiplicata dal fattore della corrente di amplificazione del transistor Q_4 . Questo circuito permette ad R_1 di aver un valore relativamente basso, in modo che, anche con il funzionamento a 6 V la perdita di tensione è ridotta. Il filtraggio delle interferenze ad alta frequenza è assicurato da L_1 ; C_6 ; R_4 e C_7 .

I RISULTATI OTTENUTI CON L'APPARECCHIO

Il guadagno di antenna è molto importante per valutare la qualità di una antenna passiva; questo guadagno di antenna è, in effetti, il criterio che indica la sensibilità di fronte al campo applicato al ricevitore. Con una antenna attiva, l'am-

plificazione costituisce evidentemente una fonte di guadagno addizionale. Il guadagno di una antenna attiva è così il guadagno totale prodotto dal guadagno dell'antenna stessa, e dal guadagno di amplificazione del montaggio integrato.

Una antenna di questo genere è studiata per assicurare, come si è visto in precedenza, un soddisfacente rapporto segnale/disturbo e non un guadagno molto elevato, che può essere facilmente ottenuto con l'amplificazione del ricevitore. Infatti, l'amplificazione dell'antenna attiva non deve essere troppo elevata, dato che rischierebbe di produrre degli effetti non lineari con i ricevitori per automobile moderni e sensibili; ma, d'altra parte, l'amplificazione deve essere abbastanza elevata per assicurare un importante miglioramento del rapporto segnale/disturbo, per un ricevitore più o meno vecchio e poco sensibile.

Così, l'amplificazione deve essere regolata per assicurare una tensione di antenna $10 \div 15$ dB al di sopra di quella fornita da una antenna di tipo classico a stilo, sulle bande di frequenza in modulazione di ampiezza ed in modulazione di frequenza. Questo valore è stato misurato con le antenne collocate su di autovetture nella medesima posizione.

Si osservi in figura 6 un confronto delle altezze e delle sistemazioni di una antenna attiva e di quattro modelli frequentemente impiegati di antenne a stilo verticali.

Si sono fatte molte prove paragonando i risultati ottenuti con queste differenti antenne e le antenne attive; i risultati di queste misure, per quanto concerne il rapporto segnale/disturbo di queste diverse antenne in confronto con le antenne attive, sono indicati nella figura 8.

Le curve ottenute mostrano che malgrado la ridotta altezza dell'antenna attiva, il rapporto segnale/disturbo è equivalente a quello di un sistema classico di ricezione abituale o media, con una antenna a stilo ed un ricevitore sensibile e moderno per la gamma di modulazione in ampiezza.

Delle analoghe misure di paragone del rapporto segnale/disturbo sulla banda di modulazione di fre-



Fig. 9

quenza sono indicate in figura 9 ed i risultati sono ancora molto più esatti. Essi mostrano che il rapporto segnale/disturbo dell'antenna attiva è molto più elevato del rapporto segnale/disturbo di una antenna a stilo anche se montata in buona posizione sull'autovettura.

Il miglioramento del rapporto segnale/disturbo è così dovuto a due motivi: la diminuzione del soffio, dovuta allo studio del filtro di banda sulla gamma a modulazione di frequenza e, d'altra parte, la posizione ottimale dell'antenna in relazione con il campo prodotto dal segnale vicino alla massa conduttrice dell'automobile.

Per ottenere un rapporto ottimale segnale/disturbo ed il livello massimo del segnale con una data antenna, la polarizzazione di questa antenna deve essere la stessa di quella del campo elettrico dei segnali incidenti provenienti dalla stazione emittente che si vuole ascoltare.

Con le alte frequenze della gamma a modulazione di frequenza, il campo prodotto dall'emittente è fortemente disturbato dalla forma irregolare della massa meccanica dell'

autovettura; il campo elettromagnetico è così eterogeneo, e la sua polarizzazione è mal definita. Una antenna a stilo verticale funziona con il piano effettivo della massa metallica della carrozzeria, e la sua parte superiore è collocata nella parte non omogenea del campo elettromagnetico. In queste condizioni, le linee di forza del campo elettrico non sono parallele all'antenna a stilo e di conseguenza la parte superiore dell'antenna non può apportare che un debole contributo all'energia totale del segnale ricevuto.

Malgrado ciò, una antenna a stilo verticale non può avere una lunghezza ridotta a causa della sua impedenza: essa costituisce un elemento radiante unico, che risuona solamente per una frequenza determinata e quando la sua altezza diminuisce, la dissintonizzazione tra l'antenna ed il ricevitore aumenta in proporzioni considerevoli.

In compenso, una antenna molto corta montata verticalmente in rapporto alla massa dell'autovettura è sempre parallela alle linee di forza del campo elettrico; l'antenna è così polarizzata in condizioni ottimali

ed indipendenti, in effetti, dalla polarizzazione trasmessa dall'apparecchio emettitore.

In effetti, le linee di forza del campo elettrico sono forzatamente dirette in una posizione verticale in rapporto alla superficie della massa piana, qualunque sia la polarizzazione iniziale del campo di emissione.

Sono state ugualmente effettuate delle prove per determinare l'importanza dei fenomeni di transmodulazione e di interferenza. Anche in prossimità di stazioni potenti dell'ordine di 100 kW, ed in un raggio dell'ordine del chilometro, è stato possibile captare le emissioni provenienti da stazioni lontane senza interferenze dovute alla transmodulazione.

La forma di questa antenna attiva può, d'altra parte, essere modificata e, invece di montarla in specchio retrovisore simile a quello indicato precedentemente, si sono potuti realizzare dei contenitori di forme qualsiasi adattati allo stile della vettura, con un semplice conduttore di antenna di lunghezza ridotta, che non oltrepassa una trentina di centimetri.

COMPENSATORE CON AVVOLGIMENTO DI FILO

Questo compensatore, fornibile in configurazione a spina centrale o fuori centro, è destinato in particolare a radiotelecomunicazioni e ad impieghi industriali.

Le elevate prestazioni di questo dispositivo costruito dalla Spectrol Reliance Ltd., Drake's Way, Swindon, Wiltshire, Inghilterra, sono dovute alla sua struttura, che impiega solo un piccolo numero di estremità saldate. Il compensatore interamente ermetizzato è alloggiato in una cassa di materia plastica a base di ftalato diallilico.

E' possibile trattare resistenze che vanno da 10 Ω a 20 kΩ. I dati ambientali disponibili includono: resistenza all'umidità, resistenza alle vibrazioni, agli urti, alle nebbie saline, ai funghi, operazioni ad alta e a bassa temperatura, durata utile sotto carico, resistenza dei terminali, effetto di saldatura, e urto termico.

protegete la vostra automobile con l'allarme capacitivo



UK 790



Questa scatola di montaggio, per efficienza ed utilità, è certamente unica nel suo genere.

Impiegata come antifurto per auto essa garantisce una sicura protezione.

GENERATORE DI SEGNALI D'ALLARME

**RITARDATI-INTERMITTENTI
ED EFFETTO SIRENA** di Aldo POZZO

I circuiti che presentiamo sono di estrema semplicità ed offrono una assoluta garanzia di funzionamento, caratteristica indispensabile per lo scopo a cui sono stati destinati.

Il circuito di fig. 1 è costituito da due oscillatori a rilassamento formati dai transistori unigiunzione UJT1 e UJT2 e relativi componenti di polarizzazione i quali determinano due diverse frequenze di lavoro. Dai valori numerici dei componenti si può rilevare che il circuito UJT1 dà luogo a delle pulsazioni

nell'ordine dei secondi, mentre quello di UJT2 è atto a generare una frequenza fonica. Inoltre, si dovrà notare che la tensione di alimentazione dei due circuiti è diversa, in quanto UJT1 è alimentato direttamente, mentre UJT2 è alimentato attraverso un partitore che riduce la tensione di alimentazione da 12 V a circa 9 V a valle di R4.

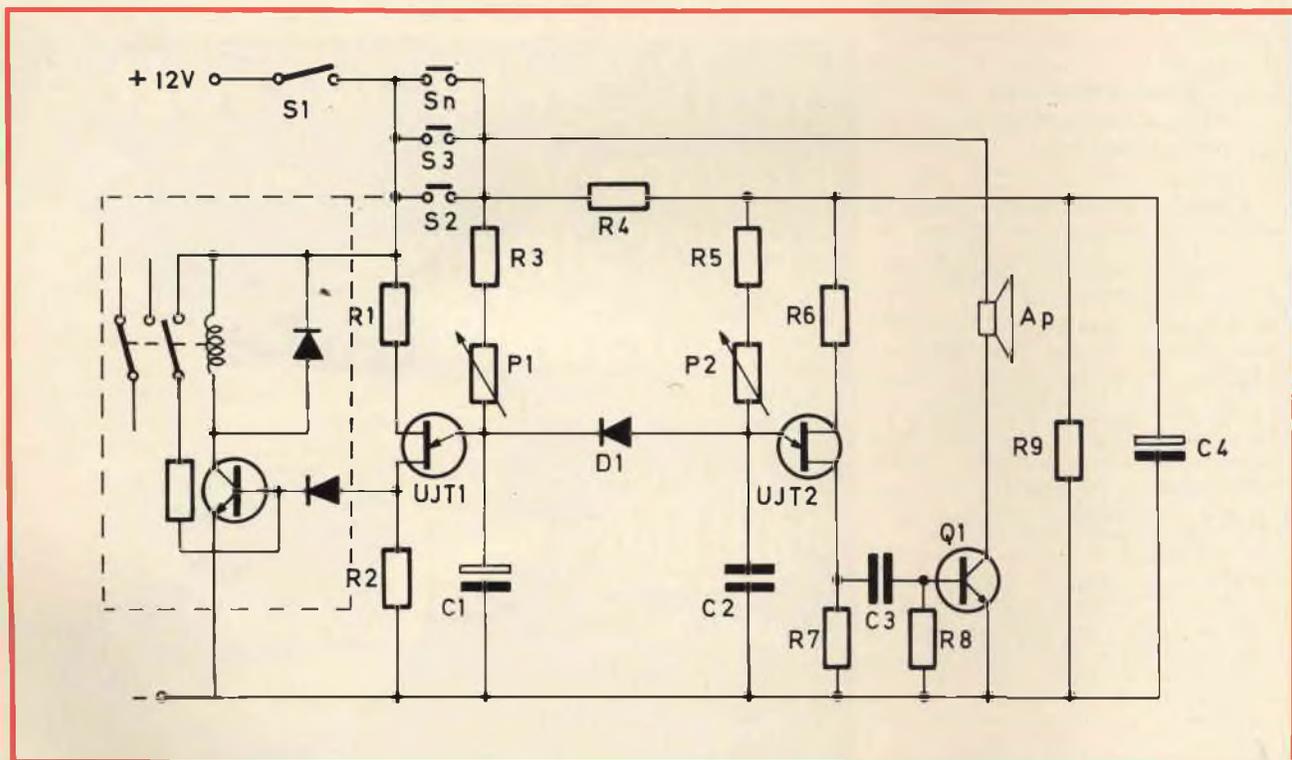


Fig. 1 - Il circuito racchiuso nel tratteggio rappresenta un dispositivo per l'alimentazione automatica di un amplificatore di potenza od altri servomeccanismi. Il transistor è del tipo 2N1711, i diodi sono BY127, il resistore ha un valore di 10 k Ω ed il relè è del tipo 12V - 2 scambi - 2A.

I due circuiti sono accoppiati fra loro mediante il diodo D1 che funziona da interruttore polarizzato.

Principio di funzionamento

All'atto dell'alimentazione del circuito si ha, attraverso P2, la carica contemporanea di C1 e C2 che risultano in parallelo, nel verso della carica, per la presenza del diodo D1.

La costante di tempo durante la carica è determinata dalla somma delle due capacità e dal parallelo delle resistenze attraverso le quali avviene la carica.

La tensione di C2 è quindi condizionata dal livello di C1 in quanto questo è maggiore di C2 ed il maggior incremento di carica si ha attraverso il gruppo R5-P2 minore di R3-P1.

S1 è l'interruttore generale del dispositivo. S2-S3-Sn sono gli interruttori di comando del sistema di allarme che possono essere costituiti da semplici interruttori, da relè fotoelettrici di prossimità ecc.

SIRENA D'ALLARME

In fig. 2 è rappresentato un circuito similare atto a generare segnali imitanti l'urlo della sirena della polizia.

Il segnale generato è a carattere ripetitivo con andamento ondulante in ampiezza e frequenza. Il circuito, tenuto conto della complessità delle funzioni svolte, utilizza un limitato numero di componenti. La generazione e modulazione dei segnali è affidata ai circuiti dei transistori unigiunzione UJT1 - UJT2 ed a quello di TR1. Il circuito di TR2 ha il compito di semplice amplificazione dei segnali generati e può essere seguito o sostituito da un amplificatore di maggiore potenza.

Principio di funzionamento

Il circuito a rilassamento, costituito da UJT2 e dai relativi componenti di polarizzazione, dà luogo ad una frequenza fonica il cui valore dipende dalla costante di tempo stabilita da P2-R9-C3.

A determinare tale frequenza concorrono anche la resistenza di base 2 e base 1 che determinano la tensione di innesco dell'unigiunzione in funzione del rapporto intrinseco dello stesso. Pertanto la frequenza generata è funzione di diversi parametri e può essere variata modificando il valore di uno di essi. In particolare la variazione della tensione della base 2 sposta il punto di innesco del transistor e con esso la frequenza e l'ampiezza del segnale prelevabile sull'emettitore, fermi restando i valori che determinano la costante di tempo del circuito di emettitore.

Il generatore che presentiamo è basato su questo principio. Il circuito di UJT1 tramite TR1 ha il compito di modificare il valore della tensione di base 2 di UJT2 in quanto TR1 si comporta come una resistenza variabile nel partitore di tensione costituito da R6-R7-Q1.

C1 e C2 sono comuni ai circuiti di emettitore di UJT1 e di base del Q1 e si caricano contemporaneamente. All'atto di innesco di UJT1, C1 si scarica istantaneamente, men-

tre C2 si scarica più lentamente attraverso la resistenza dinamica di base emettitore per la presenza di R4.

Non appena la tensione di C2 raggiunge il limite di innesco di UJT2, che per polarizzazione è inferiore di circa 3 V a quella di UJT1, si ha la scarica di C2 attraverso la giunzione emettitore base 1 di UJT2.

Non altrettanto avviene per C1 in quanto la scarica è impedita dalla presenza del diodo interposto D1. La carica raggiunta da C1 resta pertanto integra, anzi viene, sia pur lentamente, incrementata per l'apporto di corrente che continua attraverso R3-P1.

Non appena la carica di C2 si è esaurita si ha una rapida ricarica del condensatore attraverso il gruppo P2-R5 in quanto C1 non assorbe più corrente dal circuito avendo già raggiunto una tensione superiore al livello di innesco di UJT2.

In tal modo D1 viene a trovarsi polarizzato inversamente, il circuito emettitore di UJT2 resta indipendente da C1 ed oscilla alla fre-

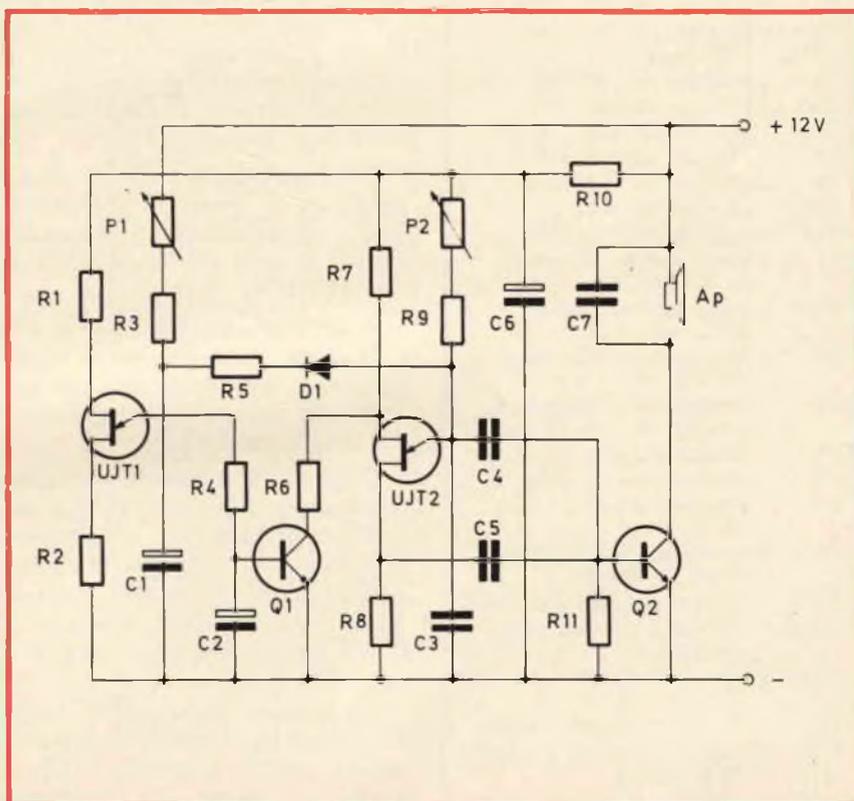


Fig. 2 - Schema elettrico del generatore di segnali che imita il suono di una sirena della polizia.

ELENCO MATERIALI - Fig. 1

R1	: resistore da	470 Ω
R2	: resistore da	22 Ω
R3	: resistore da	100 k Ω
R4	: resistore da	560 Ω - 1 W
R5	: resistore da	22 k Ω
R6	: resistore da	470 Ω
R7	: resistore da	270 Ω - 1 W
R8	: resistore da	10 k Ω
R9	: resistore da	1.200 Ω - 1 W
P1	: potenziometro lineare da	0,5 M Ω
P2	: potenziometro da	22 k Ω
C1	: condensatore el. da	1.000 μ F
C2	: condensatore da	0,056 μ F
C3	: condensatore da	100 μ F
C4	: condensatore el. da	100 μ F - 12 V
UJT1	: transistor unigiunzione	1617 B
UJT2	: transistor unigiunzione	1617 B
Q1	: transistor BC125 - 2N1711	
D1	: diodo 1N914	
AP	: altoparlante da	4 Ω - 3 W

ELENCO MATERIALI - Fig. 2

R1	: resistore da	2,7 k Ω
R2	: resistore da	22 Ω
R3	: resistore da	50 k Ω
R4	: resistore da	220 k Ω
R5	: resistore da	33 k Ω
R6	: resistore da	100 Ω
R7	: resistore da	470 Ω
R8	: resistore da	270 Ω
R9	: resistore da	15 k Ω
R10	: resistore da	560 Ω
R11	: resistore da	10 k Ω
P1	: potenziometro lineare da	0,5 M Ω
P2	: potenziometro lineare da	22 k Ω
C1	: condensatore elettrolitico da	200 μ F - 15 V
C2	: condensatore elettrolitico da	400 μ F - 15 V
C3	: condensatore da	0,1 - 0,2 μ F
C4	: condensatore da	0,056 μ F
C5	: condensatore da	25 μ F - 16 V
C6	: condensatore elettrolitico da	10 μ F - 25 V
C7	: condensatore da	0,056 μ F
UJT1	: transistor unigiunzione	1671 B
UJT2	: transistor unigiunzione	1671 B
Q1	: transistor BC108 - BC113	
Q2	: transistor BC125 - 2N1711	
D1	: diodo 1N914	
AP	: altoparlante da	4 Ω - 3 W

quenza imposta dal gruppo R5-P2-C2, cioè a frequenza fonica. Sull'emettitore di UJT2 si manifesta perciò una frequenza impulsiva che, amplificata da Q1, viene riprodotta in altoparlante con l'emissione di un segnale sonoro. Durante il periodo di emissione del segnale la carica di C1 continua attraverso R3-P1 fino al raggiungimento del limite di innesco di UJT1 superiore per tensione e tempo a quella di UJT2.

Durante l'innesco di UJT1 si ha la scarica contemporanea di C1 e C2 in quanto D1 risulta polarizzato direttamente in seguito alla scarica di C1, il che determina anche la scarica di C2.

In seguito alla scarica l'oscillazione fonica cessa temporaneamente per il basso livello di tensione a cui si vengono a trovare C1 e C2.

Tale stato permane anche per un certo periodo della successiva carica in parallelo di C1 e C2 come avvenuto inizialmente.

Il periodo che prelude il funzionamento del circuito oscillante di UJT2 è inferiore al precedente in quanto la tensione in cui viene a trovarsi l'emettitore di UJT1 non scende a zero durante la scarica di C1, ma è limitata dal punto di valle della caratteristica di funzionamento dell'unigiunzione.

Non appena la tensione di C2 raggiunge il limite di innesco di UJT2, si manifesta un successivo segnale sonoro che cessa alla scarica di C1.

Il circuito così costituito è atto a generare, dopo un ritardo iniziale, treni di impulsi sonori intermittenti con possibilità di regolazione dei tempi mediante P1.

E' possibile inoltre memorizzare il primo impulso di UJT1 che può essere utilizzato per innescare un S. C. R. od un relè, atto ad alimentare un amplificatore di potenza od altri servomeccanismi di allarme o difesa. (racchiuso nel tratteggio di fig. 1)

La tensione di base di Q1 segue nel tempo l'andamento di carica di C1-C2 e quello di scarica di C2, allorchè la tensione di C1 cade bruscamente per l'innesco di UJT1. Si ottiene in tal modo una corrente

ondulante sulla base di TR1 che determina una corrente di collettore dello stesso andamento e si traduce in una tensione ondulante ai capi di R7 cioè sulla base 2 di UJT2.

Tale andamento produce un continuo spostamento del punto di lavoro dell'unigiunzione che si manifesta con variazione di frequenza e di ampiezza dei segnali prelevabili sul circuito di emettitore di UJT1. In particolare più alta è la tensione di base 2, vale a dire minor conduzione di Q1, cioè quando C1 è inizialmente scarico, più bassa è la frequenza generata. Ciò perchè la carica di C3 impiega maggior tempo per raggiungere il livello di innesco di UJT2 dato il più alto livello di tensione della base 2. A tale ritardo concorre anche la presenza di R5-D1 attraverso i quali C1, durante la carica, sottrae corrente al circuito di carica di C3 provocando una maggior caduta di tensione ai capi di R9.

Avremo così inizialmente un segnale di frequenza alquanto bassa che cresce man mano che la tensione di C1-C2 aumenta, cioè fino a quando la stessa raggiunge il limite di innesco di UJT1 e provoca la scarica di C1. A tal punto la giunzione base emettitore di Q1 continua ad essere alimentata dalla carica accumulata da C2 perciò il transistor seguita a condurre con andamento decrescente fino a che il livello di tensione di C1, che nel frattempo si ricarica, raggiunge quello di C2.

A tal punto ha di nuovo inizio la carica contemporanea di C1 e C2 e la tensione aumenta fino al successivo innesco di UJT1.

Si determina così una pulsazione a carattere ripetitivo la cui frequenza dipende dalle costanti di tempo determinate da C1 - P2 e da R4 - C2 mentre la frequenza fonica per quanto in precedenza detto seguirà l'andamento della tensione di carica e scarica di C2 passando da toni bassi a toni acutissimi, segnale caratteristico della sirena di allarme.

Mediante la regolazione di P3 o la sostituzione di C3 si può adottare una diversa gamma di frequenza fonica del dispositivo.

ORGANO DIGITALE

a cura di S. ROBERTSON

Un organo digitale può interessare sia gli appassionati di musica e sia coloro che si dilettano in montaggi elettronici.

Questo apparecchio permette di programmare un piccolo brano musicale e di ripeterlo ogni qualvolta lo si desidera ascoltare. Si possono disporre 16 note differenti, regolabili a piacere con un ordine ben determinato; queste note sono generate una dopo l'altra al fine di produrre il brano programmato.

Agendo su di un potenziometro situato nel circuito si può aumentare o diminuire la velocità di sequenza delle note. In questo modo si possono suonare sia dei brani musicali lenti che ritmati.

Dal punto di vista elettronico possiamo dire che questo apparecchio offre una buona occasione per familiarizzarsi o perfezionarsi con i circuiti integrati e la tecnica digitale.

LO SCHEMA ELETTRICO

La figura 1 mostra lo schema elettrico di questo organo digitale. In pratica il circuito è realizzato impiegando 3 circuiti integrati e 2 transistori. I primi due amplificatori del circuito integrato C13 sono montati come multivibratori con in aggiunta i condensatori C1 e C2 da 10 μ F, i resistori R2 e R3 rispettivamente da 6,8 k Ω e 3,9 k Ω ed il potenziometro R1 da 47 k Ω . Così montato, il multivibratore possiede una frequenza relativamente bassa e regolabile (dell'ordine di 1 Hz); la sua uscita è collegata allo ingresso dal primo dei quattro oscillatori bistabili dei circuiti inte-

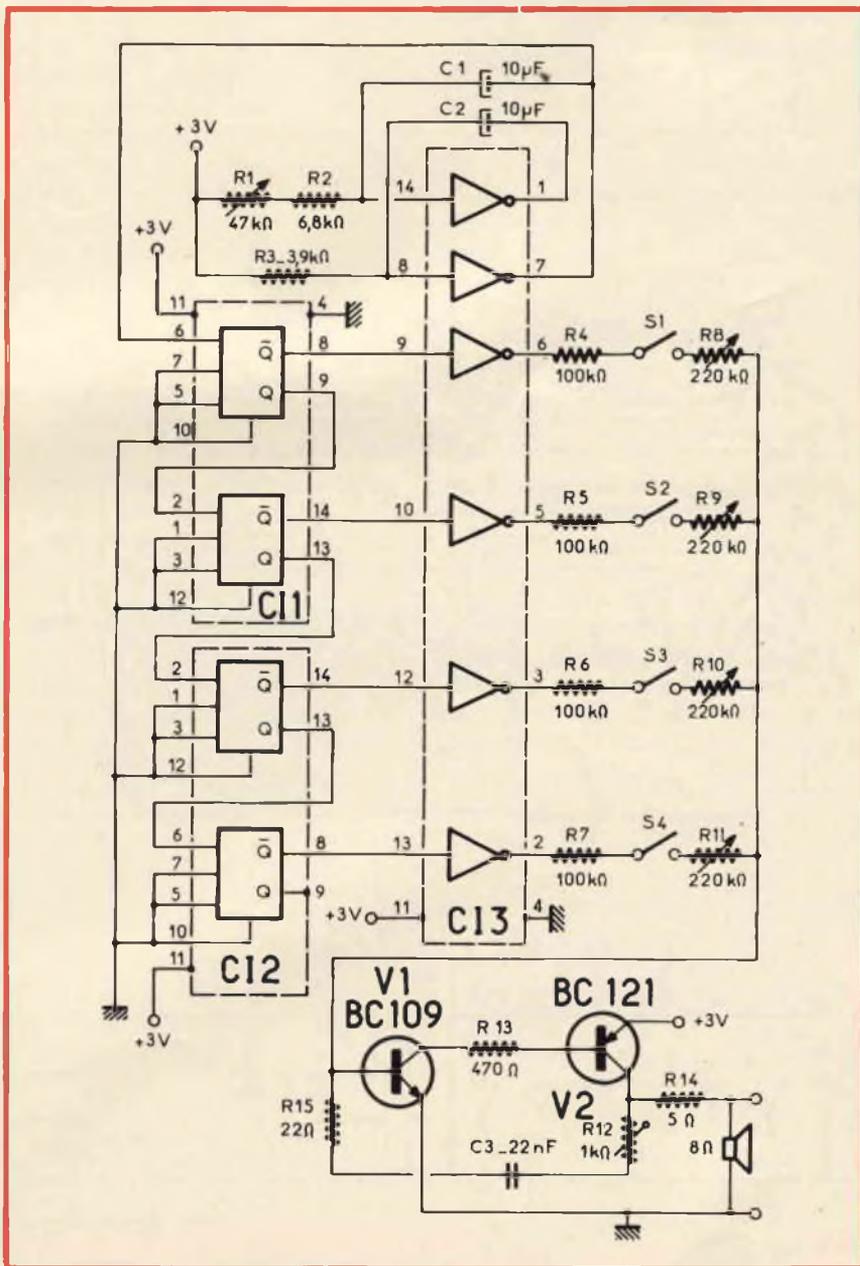


Fig. 1 - Schema elettrico dell'organo digitale presentato in questo articolo.

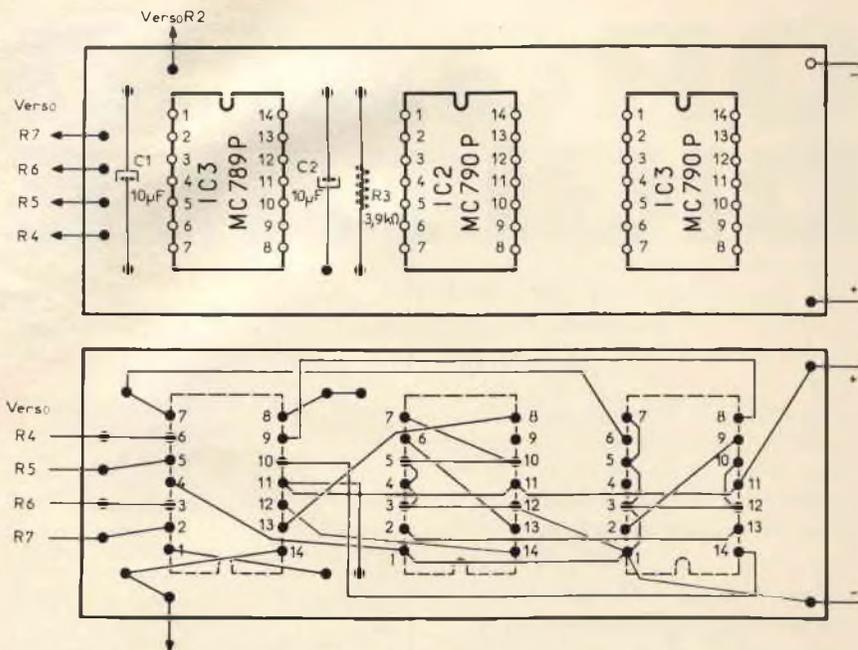


Fig. 2 - Montaggio e disposizione dei componenti.

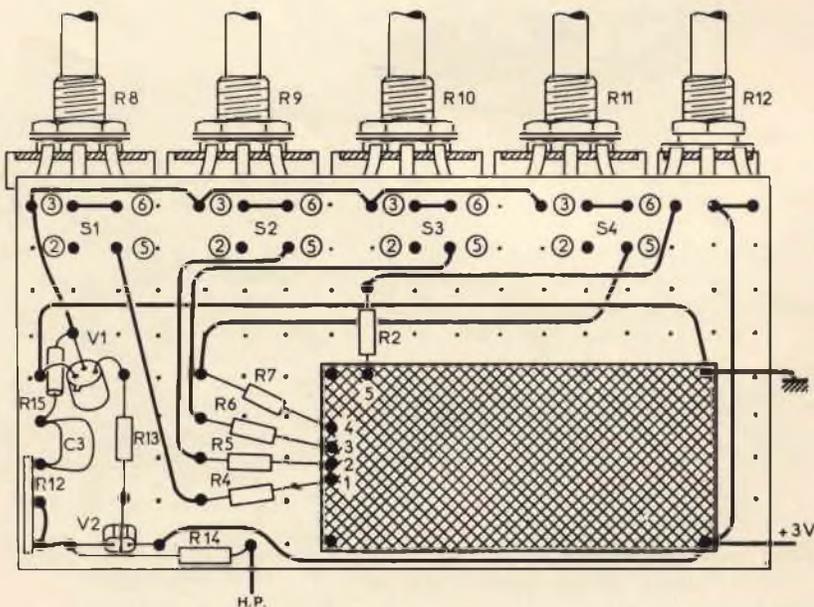


Fig. 3 - Altra vista del montaggio dei componenti.

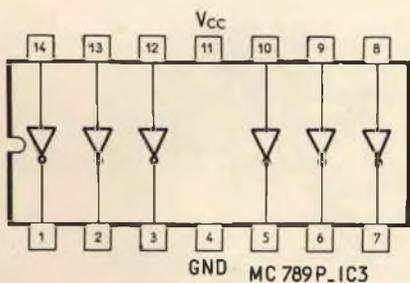


Fig. 4 - Disposizione dei terminali del circuito integrato MC789P.

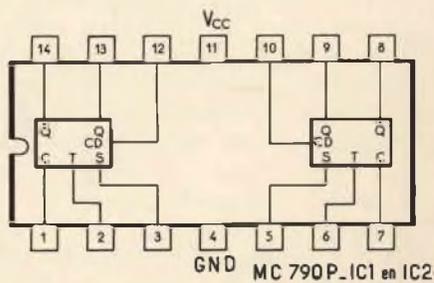


Fig. 5 - Disposizione dei terminali del circuito integrato MC790P.

grati C11 e C12. Questi oscillatori sono montati in cascata, cioè in contatore binario, ed ognuno comanda un amplificatore invertitore.

Questi amplificatori sono caricati dai resistori R4, R5, R6, R7 e dai potenziometri R8, R9, R10, R11.

Se gli interruttori sono chiusi, i segnali digitali, che escono dai differenti amplificatori, sono addizionati sulla base del transistor V1.

A questo punto si può già comprendere che, secondo lo stato del contatore, le correnti addizionate sulla base del transistor V1 impongono, all'oscillatore, formato da V1 e V2, una frequenza differente. La frequenza corrispondente a una delle 4 uscite può essere regolata per mezzo di un potenziometro da 220 k Ω .

I transistori V1 e V2 sono montati come oscillatore (oscillatore pilotato) che è caricato, nel caso dello schema di figura 1, da un altoparlante.

La frequenza di questo oscillatore dipende dalla corrente di base di V1 che è differente per ognuna delle 4 uscite di IC3, e differente a seconda che due o più uscite siano addizionate.

Il numero delle correnti basi che possiamo ottenere con 4 oscillatori è 4² cioè 16. Di conseguenza, l'apparecchio offre la possibilità di produrre 16 note.

La potenza d'uscita è regolabile per mezzo del potenziometro R12. L'altoparlante deve avere una impedenza compresa tra 4 e 16 Ω .

Nel caso ci fosse bisogno di una potenza acustica maggiore è possibile collegare un amplificatore di potenza.

L'alimentazione viene effettuata con due pile da 1,5 V, il consumo è di circa 70 mA.

REALIZZAZIONE

Le figure 2 e 3 mostrano il montaggio e la disposizione dei componenti e le figure 4 e 5 illustrano i collegamenti di uscita dei circuiti integrati impiegati.

L'impiego del transistor V1, cioè il BC109, è tassativo poichè le sue caratteristiche d'ingresso sono essenziali per il funzionamento dell'oscillatore pilotato.

LA SCATOLA DEI GADGETS

a cura di S. BINI

A l giorno d'oggi, molte cose che attraggono l'attenzione possono mantenere l'ammirazione dei bambini, fatta eccezione per i giocattoli che essi rompono e finiscono per non divertirli più. La realizzazione di una scatola misteriosa potrà invece procurare loro le più grandi gioie della scoperta. In effetti, quando si tratta di girare manopole o manovrare interruttori, i ragazzini non mancano mai.

Sarà grande allora la loro meraviglia quando in conseguenza dello schiacciamento di un tasto o dello abbassamento di un interruttore, la scatola emetterà un fischio o un rumore particolare a cadenza variabile.

L'autore del montaggio J. Tashetta assicura che l'uso di questa scatola misteriosa sviluppa nel bambino il senso della riflessione e della logica, ragion per cui ha completato questa scatola con un circuito annesso ed indipendente di funzioni (OR) e (AND) semplicemente realizzate tramite degli interruttori la

cui manovra consente di accendere differenti lampadine colorate. Naturalmente si possono prevedere anche altre applicazioni di questa scatola che raggruppa i circuiti di un metronomo e di una sirena elettronica.

Questa scatola dei gadgets è stata oggetto di una descrizione nelle colonne di una celebre rivista, la «Electronic Experimenter's Handbook», edizione inverno 1970, dalla quale noi abbiamo tratto lo schema di principio proposto nella figura 1.

LO SCHEMA ELETTRICO

Esaminando questo schema si nota che il circuito annesso è dotato di quattro interruttori a leva, di due lampade, e di una pila di alimentazione. Le funzioni logiche sono realizzate nel modo più semplice che ci sia per mezzo di un montaggio in serie per la funzione (AND) la cui lampada può accendersi solo se si abbassa l'interruttore I_1 e l'interruttore I_2 .

La funzione (OR) richiede il montaggio dell'interruttore I_3 o I_4 in parallelo per accendere la lampada L_2 in uno o nell'altro dei casi.

Il circuito elettronico propriamente detto richiede l'impiego di tre transistori differenti, che sono un transistore unigiunzione 2N2646, un transistore a giunzione NPN BC109 ed un transistore di potenza al germanio PNP AD162. Tutti questi transistori sono del tipo corrente ed in vendita presso quasi tutti i rivenditori specializzati; inoltre il loro prezzo è molto basso.

La parte metronomo dispone di una base del tempo a transistore unigiunzione. Quando la tensione di funzionamento è applicata per mezzo dell'interruttore I_5 , il condensatore C_1 si carica attraverso $R_1 + R_3$. Al momento in cui la tensione ai terminali del condensatore raggiunge il valore della tensione specifica di attivazione per l'emettitore del transistore unigiunzionale, il condensatore C_1 si scarica attraverso E-B₁ (emettitore-base₁) ed il salto di tensione provoca un impulso applicato

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	: resistore da 4,7 k Ω 1/2 W
R2	: resistore da 150 Ω 1/2 W
R3	: potenziometro lineare da 10 k Ω
R4	: resistore da 56 k Ω 1/2 W
R5	: resistore da 47 k Ω 1/2 W
R6	: resistore da 22 k Ω 1/2 W
C1	: condensatore elettrolitico da 10 μ F - 9 V
C2	: condensatore da 22 nF
C3	: condensatore elettrolitico da 100 μ F - 9 V
T1	: transistore unigiunzione 2N2646
T2	: transistore BC109 - 2N2222
T3	: transistore da 3,5 V 100 mA
L2	: lampadina da 3,5 V 100 mA
AP	: altoparlante da 4 \div 16 Ω

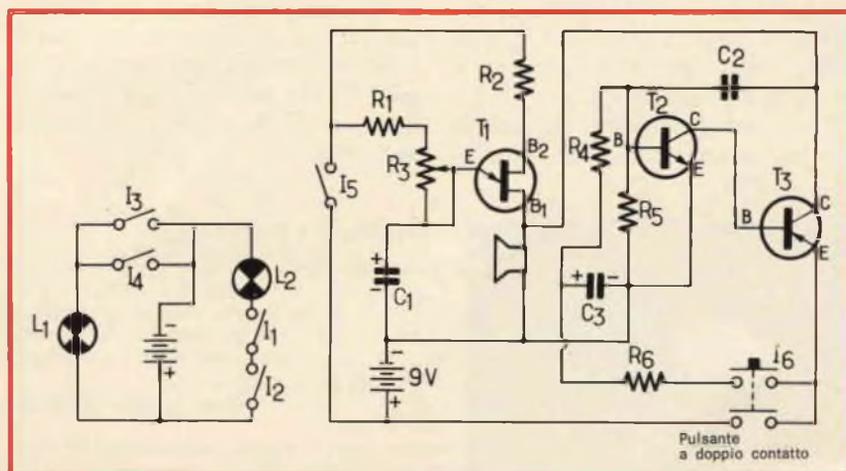


Fig. 1 - Schema elettrico della scatola gadgets.

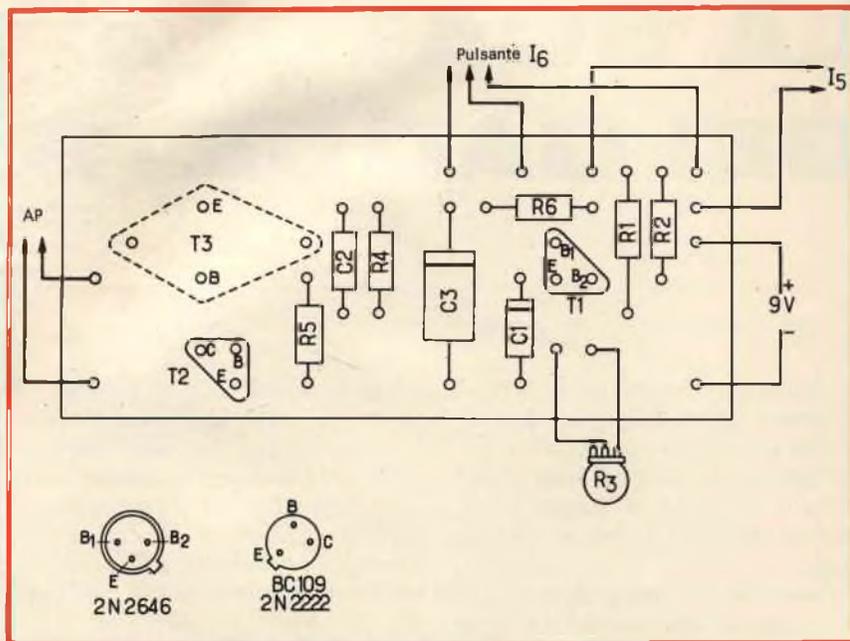


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra e vista dei terminali dei transistori impiegati.

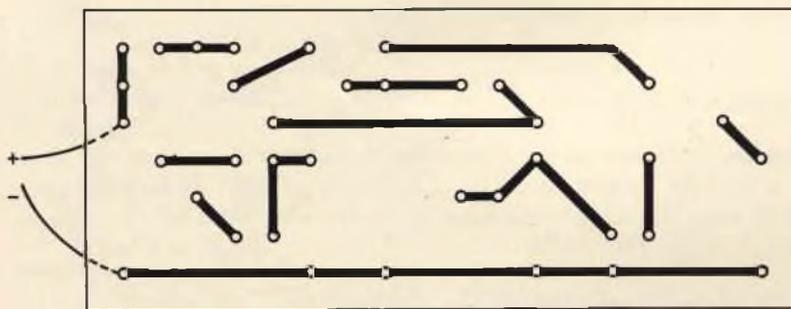


Fig. 3 - Circuito stampato visto dal lato rame della scatola gadgets.

all'altoparlante inserito nel circuito della base B_1 .

La cadenza di questi impulsi è regolabile da R_3 che modifica la costante di tempo del circuito in questione; sono così ottenute da 40 a 50 battute al minuto.

La sirena elettronica dispone di due transistori montati in «casca-

ta»; si tratta di T_2 e T_3 . L'impiego di un transistore di potenza finale dà all'insieme una potenza acustica più che sufficiente. L'accoppiamento di mantenimento delle oscillazioni si effettua per mezzo di C_2 mentre una polarizzazione fissa di base tramite R_5 procura il guadagno necessario.

Quanto alla variazione della tonalità che definisce l'effetto di sirena, essa è affidata ad una polarizzazione variabile dovuta agli elementi R_4 , R_6 e C_3 la cui carica lenta e progressiva procura l'effetto desiderato. La ricarica di questo condensatore sarà dunque effettuata dalla manovra di I_6 «interruttore a pulsante». Sarà dunque opportuno inviare un impulso ad ogni estinzione della tonalità, affinché riparta di nuovo.

Per I_6 si adotta un interruttore a pulsante a due vie.

La parte elettronica è alimentata tramite una pila di miniatura da 9 V, mentre le funzioni logiche e le loro due lampadine associate sono alimentate per mezzo di due pile a torcia da 1,5 V.

REALIZZAZIONE PRATICA

L'impiego di una piastra perforata come supporto di montaggio consente un'agevole inserimento di tutto il complesso alimentazione e modulo all'interno di una scatola da sigari di limitate dimensioni.

La figura 2 mostra una razionale disposizione degli elementi che offre il minimo di collegamenti tra i componenti, come si può constatare osservando la figura 3 che illustra il circuito stampato visto da lato rame.

E' sufficiente prevedere sul coperchio della scatola il passaggio per i diversi interruttori utilizzati, unitamente a quello per il potenziometro di cadenza del metronomo.

D'altra parte ci si può permettere qualsiasi fantasia per quanto concerne la rifinitura di questa scatola; per esempio, le due lampadine potrebbero fungere da occhi per un viso di pagliaccio dipinto sulla scatola.



DOMENICO CANTATORE

Domenico Cantatore, autore della copertina di questo mese, è nato a Ruvo di Puglia il 16 marzo 1906. Ha vissuto e studiato da solo fin dalla prima giovinezza. Nel 1929 la sua prima mostra personale alla galleria Milano, lo rivela un artista di alte qualità creative, attento alla traduzione di quella realtà che rimarrà poi, in tutta la sua opera, l'argomento dominante, sempre da riscoprire nell'inesauribile originalità della pittura.

Nel 1940 viene nominato titolare della cattedra di pittura all'Accademia di Belle Arti di Brera.

Alcune grandi mostre pubbliche della sua opera si sono tenute a Palazzo Flangini Biglia, Sacile, 1963; a Ruvo di Puglia, 1965; al Museo civico di Monza, 1967. Cantatore è oggi uno dei maggiori maestri dell'arte contemporanea.

IL SIGNIFICATO DELLE MISURE D'INTERMODULAZIONE

a cura di EFFETI

In questo articolo diamo qualche spiegazione sul significato delle misure d'intermodulazione, che sempre più di frequente vengono elencate nelle note caratteristiche di giradischi, registratori e amplificatori.

Per prima cosa è necessario ricordare che il semplice confronto della percentuale di intermodulazione con quella di distorsione armonica, che viene usata normalmente, porta a degli errori di interpretazione. Per eliminare ogni dubbio è necessario partire dalle definizioni vere e proprie per poi passare ai risultati, commentati da prove di incisione e di riproduzione dei dischi.

DISTORSIONE

La distorsione è dovuta a una caratteristica di trasferimento non lineare, derivata da uno o da diversi apparecchi che compongono un impianto di riproduzione musicale.

In fig. 1 è riportato un esempio di segnale non distorto, questo è dovuto al fatto che la caratteristica di trasferimento lineare fa in modo che la sinusoide d'ingresso venga trasmessa all'uscita senza introdurre alcuna deformazione.

In fig. 2 invece si ha una caratteristica di trasferimento non lineare e di conseguenza il segnale sinu-

soidale applicato all'ingresso viene deformato. Una caratteristica non lineare può essere dovuta, per esempio, alla saturazione di un ossido magnetico, nel caso di un nastro, o di uno stadio amplificatore, (nonostante che gli amplificatori moderni abbiano una caratteristica non lineare (fig. 3) che assomiglia, più a quella di un circuito di livellamento).

Nel caso si abbiano due segnali, la modulazione di uno con l'altro può essere la conseguenza di una caratteristica di trasferimento non lineare; nel caso in cui i due segnali vengano miscelati essi possono venire separati all'uscita del complesso di trasmissione, ottenendo, con un semplice filtro, la loro purezza originale.

In fig. 4 è riportata la rappresentazione grafica di segnali di alta e bassa frequenza miscelati. In fig. 5a è riportata invece una caratteristica

di trasferimento non lineare in cui si è modulato il segnale di alta frequenza con quello di bassa frequenza. Come si può notare, l'ampiezza della sinusoide ad alta frequenza varia al ritmo della bassa frequenza. In fig. 5b è rappresentato un segnale dato da un filtro di banda accordato sulla frequenza F_2 ; questo segnale è molto diverso dal segnale composto originale raffigurato in fig. 4. Per ottenere la rivelazione di questi segnali è necessario avere un circuito di rivelazione e dei filtri.

Qualunque sia il metodo di misura impiegato, è sempre il passaggio del segnale da una caratteristica non lineare che produce una distorsione che si potrà valutare in una percentuale di armoniche, in una percentuale di modulazione o in bande laterali prodotte dalla modulazione.

Si può quindi scegliere il metodo

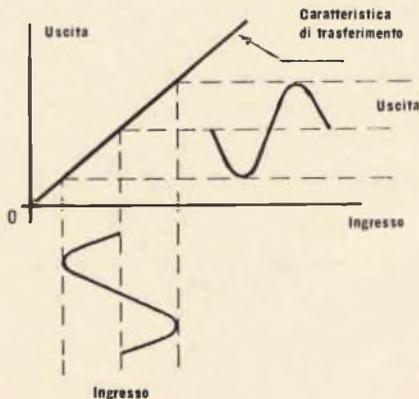


Fig. 1 - Caratteristica di trasferimento lineare.

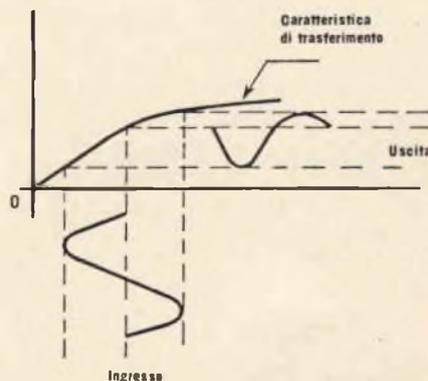


Fig. 2 - Caratteristica di trasferimento non lineare.

più comodo o che si adatta meglio, però è necessario tener presente che usando metodi diversi si hanno delle diverse valutazioni che non si possono confrontare fra di loro per mezzo di un semplice coefficiente.

DISTORSIONE ARMONICA

Usando il sistema della distorsione armonica si impiega un solo segnale sinusoidale di frequenza F , applicato all'ingresso dell'apparecchio da misurare. Per mezzo di un analizzatore, si misurano in uscita i segnali parassiti aventi una frequenza di $2F$, $3F$, $4F$ ecc. introdotti dalla caratteristica di trasferimento non lineare. Chiamiamo U la tensione di uscita totale e U_2 , U_3 , U_4 ecc. le tensioni rispettivamente di 2^a , 3^a , 4^a armonica ecc.; la distorsione totale si può calcolare con la formula:

$$D = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U} \times 100$$

Naturalmente la distorsione di seconda armonica si calcola con la formula:

$$D_2 = \frac{U_2}{U} \times 100$$

Nel caso non si abbia a disposizione un analizzatore, ma si impieghi un ponte di misura accordato sulla frequenza F , questo elimina in uscita il segnale U e restituisce una tensione U' , che è la rimanenza del segnale U e cioè la somma di $U_2 + U_3 \dots$, del rumore e del ronzio ecc., in modo che la percentuale di distorsione:

$$D' = \frac{U'}{U} \times 100$$

può essere diversa da D , tanto più che U' non è più sinusoidale e la sua misura con un voltmetro che dà i valori efficaci non è molto soddisfacente. Per meglio apprezzare la distorsione è preferibile fare il rapporto dei valori di picco di U e di U' .

A prima vista, questo sistema di misura, soprattutto se fatto con un analizzatore, sembra risolvere perfettamente il problema che consiste nel mettere in evidenza l'esistenza

di una caratteristica di trasferimento non lineare e non si vede il bisogno di impiegarne un altro. Però si possono fare le seguenti obiezioni:

1) Le letture meccaniche possono venire influenzate da variazioni di velocità che rendono impossibile l'impiego di un ponte di misura la cui frequenza di sintonia è molto precisa e non subisce alcuna variazione; si deve usare un analizzatore avente una banda passante molto estesa come quella dei filtri d'ottava.

Ricordiamo però che questi filtri sono piuttosto costosi, richiedono un tempo di misura maggiore e la effettuazione di qualche calcolo.

2) Per effettuare le misure sugli amplificatori moderni, aventi una percentuale di distorsione molto bassa (può arrivare anche allo 0,2%), è necessario disporre di un generatore di segnali U che dia segnali molto puri, in cui la percentuale di distorsione sia molto inferiore allo 0,2%. Questa condizione non si può ottenere tanto facilmente, si deve mettere un filtro di ottava, fra il generatore e l'apparecchio in prova, in modo da rendere più puro possibile il segnale U .

3) Nel caso si voglia misurare la distorsione alle frequenze eleva-

te, per esempio sui 15.000 Hz, le armoniche si troveranno sui 30.000 - 45.000 Hz e quindi cadranno al di fuori dei limiti dell'analizzatore.

DISTORSIONE PER INTERMODULAZIONE

Usando il sistema della distorsione per intermodulazione, si utilizzano due segnali: uno di bassa frequenza e l'altro di alta frequenza. Il segnale di bassa frequenza F_1 ha un livello quattro volte superiore a quello di alta frequenza F_2 . La caratteristica di trasferimento non lineare produce una modulazione della frequenza F_2 con la frequenza F_1 come è rappresentato in fig. 5b.

Le frequenze F_1 e F_2 impiegate non sono normalizzate, infatti per F_1 si prende spesso il valore di $50 \div 70$ Hz, cioè in pratica la frequenza di rete, mentre per F_2 si prende un valore compreso fra 3000 e 7000 Hz. Nel caso di registrazione su disco si prendono i valori per F_1 di 400 Hz e per F_2 di 4000 Hz.

Un distorsiometro si può realizzare semplicemente per mezzo di filtri fissi e di un rivelatore. Un filtro passa alto serve ad eliminare la frequenza F_1 , si effettua quindi la rivelazione, poi all'uscita del rivelatore un altro filtro elimina la frequenza F_2 per misurare il livello rispetto a F_1 . Anche in questo caso, come per la distorsione per armoniche, si può misurare il residuo totale, cioè si possono analizzare i componenti di questo residuo. A causa della notevole differenza fra la frequenza F_1 e F_2 , i filtri si possono realizzare facilmente.

I segnali aventi frequenze F_1 e F_2 non necessitano di una grande purezza. Nel caso essi fossero soggetti a variazioni per effetto dello svolgimento meccanico del supporto registrato, trattandosi sia di disco che di nastro, non ne risulta nessuna conseguenza.

Come si può constatare questo metodo risulta molto pratico. La distorsione viene definita come il rapporto fra la tensione efficace totale del residuo all'uscita del distorsiometro, e la tensione di uscita efficace del segnale di frequenza F_2 .

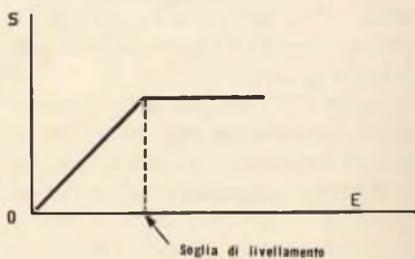


Fig. 3 - Caratteristica di trasferimento di un amplificatore moderno.

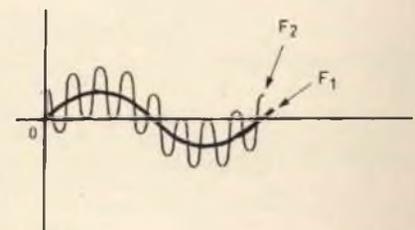


Fig. 4 - Segnali di alta e bassa frequenza miscelati.

Il segnale applicato all'ingresso del sistema da misurare è la miscelazione dei due segnali, come è raffigurato in fig. 4. In fig. 6 è riportata la condizione esatta che si ha nella realtà dove il livello di F_1 è quattro volte quello di F_2 . Il picco del livello del segnale composto è uguale alla somma del valore di picco del segnale F_1 e di quello del segnale F_2 . Dal punto di vista della distorsione, a causa del fatto che il segnale non è una semplice sinusoidale, è il valore di picco che conta e non il valore efficace.

Il coefficiente $1/\sqrt{2}$ permette di passare da uno all'altro valore. Considerando U_2 il valore di picco del segnale sinusoidale della frequenza F_2 , il picco del segnale composto sarà $5 U_2$. Vale a dire che è come se si applicasse all'ingresso dello amplificatore da misurare un segnale sinusoidale unico con un valore di cresta $5 U_2$.

È necessario tener presente questa condizione se si vuole lavorare nelle stesse condizioni della misura di distorsione per armoniche. Inoltre, nel caso si vogliano effettuare delle misure su un sistema totale di registrazione su disco, vale a dire incisione e riproduzione, si deve ricordare che esistono, negli amplificatori di registrazione e di riproduzione, dei circuiti correttori destinati ad ottenere la curva di registrazione e la curva inversa di riproduzione secondo le norme internazionali. Prendiamo per esempio le frequenze di 400 e 4000 Hz, i segnali all'ingresso dell'amplificatore di incisione sono nel rapporto di 4 a 1, vale a dire di 12 dB, ma la curva di registrazione riduce il livello del segnale a 400 Hz, rispetto a quello a 4000 Hz di 10,4 dB di modo che, nel segnale composto inciso, il segnale a 400 Hz si trova solo a 1,6 dB al di sopra del segnale a 4000 Hz. Durante la riproduzione si produce la condizione inversa e tutto rientra così nella normalità. Così, sebbene l'origine della distorsione sia sempre la conseguenza di una caratteristica di trasferimento non lineare, l'impiego di un sistema a due segnali richiede sempre una diversa interpretazione. Diversi autori hanno cercato, per mezzo di calcoli, di trovare un coefficiente

che permetta di passare da una percentuale di distorsione per armoniche a una percentuale di distorsione per intermodulazione. Sfortunatamente questi calcoli non hanno dato dei risultati concordati e quindi ci si deve accontentare di un coefficiente approssimato (circa 3 per l'intermodulazione rispetto alla distorsione per armoniche).

APPLICAZIONE AL DISCO

Si tratta a questo punto di stabilire, se dal punto di vista pratico, questo sistema porta qualche vantaggio rispetto al metodo di misura

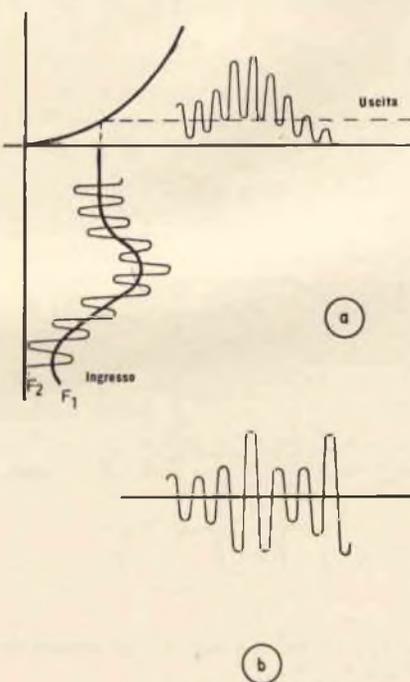


Fig. 5 - a) Comportamento di una caratteristica di trasferimento non lineare, in presenza di un segnale composto; b) segnale composto filtrato da un filtro di banda.

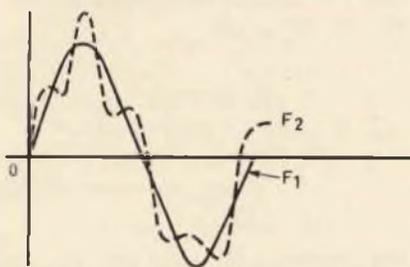


Fig. 6 - Rappresentazione della miscelazione dei due segnali d'ingresso.

di distorsione per armoniche. A causa dell'impiego delle frequenze di 400 e 4000 Hz, si deve misurare indirettamente, con la percentuale di modulazione di 4000 Hz, la distorsione a 400 Hz.

È noto che nella zona delle frequenze da 300 a 400 Hz i fonorivelatori presentano il pericolo maggiore di uscire dal solco o almeno di perdere temporaneamente il contatto della puntina di riproduzione. Gli altri elementi dell'impianto di riproduzione musicale non presentano, in questa zona, delle mancanze particolari. In altre parole, questo sistema si riduce al solo impiego della misura dell'elasticità del fonorivelatore. Si può affermare che è sufficiente disporre di un disco dove sia inciso un solo segnale sinusoidale a 400 Hz con delle zone di livello crescente e noto; quindi si deve esaminare all'oscilloscopio o più semplicemente ascoltare il segnale uscente, per determinare, a partire da quel livello e per quella forza di applicazione, la perdita di contatto che si produce.

Per concludere, il metodo di intermodulazione si può impiegare per il controllo di fabbricazione o per la prova contemporanea e in una sola zona dello spettro, di un insieme giradischi-amplificatore. Lo impiego di questo metodo nella pratica normale può portare solo confusione e non può essere significativo neppure per i tecnici.

DISTORSIONE PER DIFFERENZA DI FREQUENZA

L'impiego del metodo per differenza di frequenza è basato sull'applicazione, all'ingresso dell'apparecchio da controllare, di due segnali di livello uguale le cui frequenze sono abbastanza vicine. Il segnale composto non sinusoidale che ne risulta, ha un'ampiezza che varia fra zero e il doppio di quella di ogni componente; ciò con una frequenza uguale alla differenza delle frequenze dei due segnali componenti. Nel caso questo segnale venga applicato a una caratteristica di trasferimento non lineare, una delle onde modula l'altra, come si può vedere in fig. 5a. Le due ban-

de laterali risultanti dalla modulazione apparente sono costituite da segnali le cui frequenze sono uguali alla differenza e alla somma delle frequenze dei due segnali composti.

Nel metodo di misura della distorsione per differenza di frequenza si prendono in considerazione solo i segnali aventi delle frequenze risultanti da tre differenze:

$$\begin{aligned} F_2 - F_1 \\ 2F_2 - F_1 \\ 2F_1 - F_2 \end{aligned}$$

Questo metodo ha lo scopo di ricercare le distorsioni che si possono produrre alle frequenze elevate, e si vede così che solo le differenze sono interessanti perché producono dei segnali parassiti che si trovano nella zona udibile dello spettro.

Facciamo ora un esempio pratico, si prenda una frequenza $F_1 = 7000$ Hz e una frequenza $F_2 = 7500$ Hz si avranno così i seguenti risultati:

$$\begin{aligned} F_2 - F_1 &= 500 \text{ Hz,} \\ &\text{distorsione di ordine 2} \\ 2F_2 - F_1 &= 8000 \text{ Hz,} \\ &\text{distorsione di ordine 3} \\ 2F_1 - F_2 &= 6500 \text{ Hz,} \\ &\text{distorsione di ordine 3} \end{aligned}$$

Ricordiamo a questo punto che i generatori delle frequenze F_1 e F_2 devono dare delle sinusoidi pure, in modo da non contenere le armoniche $2F_1$ e $2F_2$.

Tutti questi suoni parassiti sono udibili all'orecchio mentre quelli risultanti dalle somme di frequenza non lo sono e di conseguenza risultano più fastidiosi dei suoni affetti da armoniche. Si può constatare che essi non cambiano il timbro ma producono una confusione e una perdita di nitidezza nell'ascolto. Questa impressione si ha spesso durante un passaggio «forte» di una orchestra la cui incisione è posta verso il centro del disco, zona nella quale la distorsione cresce molto in fretta.

Si deve a questo punto definire come sono misurati ed espressi i livelli e le percentuali di distorsione.

1) **Livello.** Siccome il segnale composto non è più sinusoidale, ci si deve riferire ancora ai valori di

picco. Si prende come riferimento il segnale sinusoidale puro, il cui valore di picco è uguale a quello del segnale composto, questo sia all'ingresso che all'uscita dell'apparecchio da misurare. La tensione efficace U_r all'ingresso o U_{sr} all'uscita di questo segnale deve avere un valore pari al doppio di quello di uno dei due segnali composti sinusoidali.

2) **Percentuale di distorsione.** Per una distorsione di ordine 2 la percentuale espressa in centesimi, è definita come il doppio del rapporto fra la tensione efficace del segnale sinusoidale parassita all'uscita U'_s di frequenza $F_2 - F_1$, e la tensione efficace del segnale sinusoidale di riferimento all'uscita U_{sr} :

$$d_2 = 2 \frac{U'_s}{U_{sr}} 100$$

Per una distorsione di ordine 3, la percentuale, espressa in centesi-

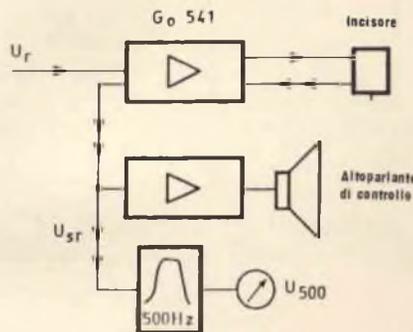


Fig. 7 - Schema a blocchi del circuito di misura.

mi, è definita come i 4/3 del rapporto, fra il valore efficace della somma delle tensioni sinusoidali di due segnali parassiti di frequenze $2F_2 - F_1$ e $2F_1 - F_2$, e la tensione efficace del segnale sinusoidale di riferimento all'uscita:

$$d_3 = \frac{4}{3}$$

$$\frac{U'_s (2F_1 - F_2) + U'_s (2F_2 - F_1)}{U_{sr}} 100$$

Questa regola non è assoluta, anche se si raccomanda di scegliere $F_2 - F_1 = 80$ Hz.

Passiamo ora alla attuazione pratica di questo metodo che è abbastanza complicato e necessita di una apparecchiatura complessa; in ogni modo le percentuali di distorsione che vanno a caratterizzare la curvatura della caratteristica di trasferimento non saranno più confrontabili con quelle ottenute con l'intermodulazione. Le stesse osservazioni fatte per il metodo d'intermodulazione possono essere riprese per ciò che riguarda le precisioni da dare alla misura e l'interpretazione dei risultati; bisogna ricordare tuttavia che questo metodo permette di conoscere ciò che non si era potuto conoscere con gli altri due. Questo risultato giustifica la maggior difficoltà della misura.

APPLICAZIONE AI DISCHI

Per effettuare queste misure, si può agire su un numero elevato di variabili, però per semplicità si è preso in considerazione solo le condizioni riscontrate in pratica.

Per non complicare tanto la cosa, si è scelto un fonorivelatore monofonico Ortofon a controeazione, associato all'amplificatore GO 541 che ha un'uscita prevista per il ritorno della controeazione impiegata per l'ascolto di controllo; l'amplificatore è corretto secondo la curva inversa di quella d'incisione.

Per mezzo di quest'uscita si deve poter misurare la distorsione dovuta al movimento stesso della puntina d'incisione. Quando i segnali parassiti si trovano nella zona dei 500 Hz si ha la distorsione massima; questo perché per una distorsione di ordine 2, si sono scelte le frequenze di 7000 e 7500 Hz mentre, per una distorsione di ordine 3, si sono scelte le frequenze di 4000 e 7500 Hz che danno anche esse un valore di $2 \times 4000 - 7500 = 500$ Hz.

Non sono state prese in considerazione frequenze di valore più elevato perché è molto raro che dei componenti con frequenze superiori a 7500 Hz raggiungano un livello così elevato da arrivare nella parte curva della caratteristica di trasferimento.

La componente $2 \times 7.500 - 4.000 = 11.000$ Hz dell'altra ban-

da laterale non è stata misurata perché il suo rumore è molto basso benché, in teoria, il suo livello sia uguale a quello della componente a 500 Hz.

Le percentuali di distorsione vengono dunque espresse dalle seguenti formule:

$$d_2 = 2 \frac{U_{500}}{2 U_s 7.500} 100$$

$$d_3 = \frac{4}{3} \frac{2 U_{500}}{2 U_s 7.500} 100$$

Essendo i segnali in questione sinusoidali, tutte le tensioni V sono espresse in volt efficaci.

I segnali parassiti V_{500} vengono estratti dal segnale composto per mezzo di un filtro di ottava, e si potrà così usare un filtro fisso a 500 Hz con banda passante molto larga per consentire le variazioni di velocità del giradischi.

In fig. 7 è riportato lo schema a blocchi del circuito di misura. Non si sono prese in considerazione le variazioni di livello apportate dalla curva di incisione poiché la curva di riproduzione la compensa automaticamente; si fa così una valutazione globale fra il segnale composto applicato all'ingresso e quello restituito all'altoparlante di controllo.

Si sono effettuate quattro misure per ogni coppia di frequenze:

- a) con una corrente totale nella testina di 200 mA;
- b) con una corrente totale nella testina di 350 mA, valore massimo ammissibile;
- c) con la puntina che toglie un «truciolo» dal disco;
- d) con la puntina che non toglie «trucioli».

Queste due ultime prove danno una ripercussione sulla distorsione dovuta all'energia prodotta dal «truciolo».

Contemporaneamente alla misura della distorsione, si può controllare, attraverso l'ascolto in altoparlante, il rumore prodotto dal segnale a 500 Hz; durante queste quattro prove la tensione applicata all'altoparlante viene mantenuta costante.

Nella tabella 1 abbiamo riporta-

TABELLA 1				
Frequenza (Hz)	Corrente (mA)	Distorsione con incisione (%)	Distorsione senza incisione (%)	Disturbo udibile
7000-7500	200	3,1	0,5	Senza incisione appena udibile Con incisione abbastanza udibile
	350	3,5	0,8	
4000-7500	200	0,19	0,19	Non fastidioso in ogni caso
	350	0,6	0,19	

to in breve i risultati ottenuti. Dopo averla esaminata possiamo concludere questo:

- 1 - La distorsione di ordine 3 è trascurabile.
- 2 - L'energia richiesta dalla testina ha una notevole influenza nella formazione della distorsione.
- 3 - Percentuali di distorsione inferiori allo 0,5% non disturbano l'ascolto.
- 4 - Percentuali di distorsione superiori al 3% costituiscono la soglia di rumore.

Tutto questo non riguarda che la metà del sistema, quindi si deve andare ancora più in là, cioè sviluppare, incidere e riprodurre il disco così inciso aggiungendo due

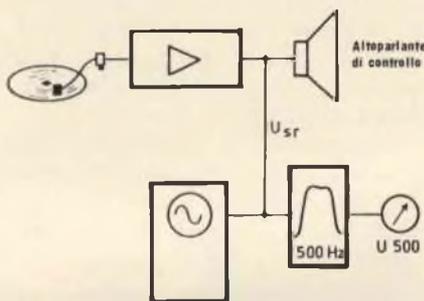


Fig. 8 - Schema dell'installazione sulla quale viene riprodotto il disco inciso.

casi supplementari: incisione di un disco di 30 cm e incisione su un disco avente un diametro di 15 cm.

E' noto che avvicinandosi al centro del disco si manifestano diversi difetti, come per esempio:

- 1 - Il livello di lettura delle frequenze elevate, diminuisce quando il diametro diminuisce. Per delle frequenze dell'ordine di 7.000 Hz si perdono circa

3 dB per un diametro di 15 cm rispetto a quello di 30 cm.

- 2 - Quando il raggio della puntina del fonorivelatore è superiore al raggio di curvatura minimo dell'onda incisa sul solco, la riproduzione diventa impossibile.

Evidentemente questo raggio di curvatura dipende dall'ampiezza del solco ma anche dalla lunghezza di onda, ora questa diminuisce man mano che ci si avvicina al centro del disco. Per un segnale sinusoidale la relazione è:

$$A = \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{r}$$

dove:

- A è l'ampiezza massima del solco
- r è il raggio della puntina di riproduzione
- π è la lunghezza d'onda del segnale registrato.

Per fare un esempio, si può dire che il valore di A non può superare $2 \mu\text{m}$, se si prende una puntina di $18 \mu\text{m}$, una frequenza di 7.000 Hz, un diametro di incisione di 15 cm per un disco a 33 giri e 1/3 e una velocità d'incisione di 15 cm/s. Con una velocità d'incisione superiore, il disco non può essere riprodotto.

Nessuna misura di distorsione ha più senso nel caso si superino i limiti del procedimento, qualunque siano le testine di riproduzione, gli amplificatori ecc. Durante l'ascolto si può constatare chiaramente se il segnale è accompagnato da un forte soffio nel quale si trova il segnale a 500 Hz. Il filtro accordato sui 500 Hz elimina il soffio e conduce a un calcolo sbagliato della percen-

TABELLA 2 - Frequenze da 700 a 7500 Hz					
Corrente d'incisione (mA)	Diametro (cm)	d, %			Disturbo udibile
		stereo 18 μ	stereo ellit.	mono 25 μ	
200	28,5	3	2,25	5,6	2% corrisponde a una percezione non fastidiosa 4% corrisponde a fastidio
350	28,5	4,6	5	12,2	
200	15	5,8	3,8	12,1	Misura non significativa Vedere testo Disturbo molto forte
350	15	6,8	5	—	

tuale di distorsione, senza rapporto con il fastidio percepito. In altre parole si può dire che anche se il disco è stato ben registrato, non può essere riprodotto in modo conveniente.

In fig. 8 è riportato lo schema del complesso sul quale viene riprodotto il disco. Le testine di riproduzione sono di tipo Ortofon, il tipo monofonico con puntina conica e il tipo stereofonico con puntina ellittica. Per prima cosa si deve misurare il livello di incisione di picco, o velocità di picco del segnale composto sul disco. Questa potrà essere calcolata tenendo conto del livello di riferimento a 1.000 Hz della curva di incisione. Per meglio comprendere questi principi sono state fatte delle misure.

Si è scartata la misura ottica con il metodo di Meyer a causa del fatto che il segnale composto non è sinusoidale. Le nostre misure sono state effettuate con l'aiuto di un disco di misura la cui velocità d'incisione è di 6 cm/s a 1.000 Hz.

U_{sr1} viene misurato con un voltmetro di picco, controllato da un oscilloscopio. In seguito, impiegando il disco inciso con il segnale composto, si misura il valore di picco di U_{sr2} . Tenendo conto di quello che la curva d'incisione dà nella zona da 7.000 e 7.500 Hz, cioè un livello di velocità dell'ordine di 11 dB superiore a quello a 1.000 Hz, le misure di tensione U_{sr2} mostrano che la velocità del segnale composto è di 21 cm/s di picco, su un diametro d'incisione di 28,5 e con una corrente di 200 mA in incisione. Per una corrente di 350 mA, la misura della tensione U_{sr2} si trova nel rapporto 350/200. La velocità di picco raggiunge quindi 35,5 cm/s. Per l'incisione di un disco del diametro di 15 cm, si ammette, per queste velocità, una diminuzione di 3 dB come abbiamo già detto.

Riprendendo il calcolo dell'ampiezza massima permessa per una puntina di 18 μ , si trova che $A_{max} = 2 \mu$, mentre l'ampiezza del-

l'incisione calcolata per la velocità di 15 cm/s (3 dB sopra i 21 cm/s) è data dalla formula:

$$A = \frac{15}{2\pi \cdot 7.000} \text{ cioè } 3,4 \mu$$

Si può concludere che, almeno teoricamente, anche il segnale corrispondente a 200 mA non può essere riprodotto e a maggior ragione quello corrispondente alla corrente di 350 mA.

In pratica, si constata che, per l'incisione corrispondente a 200 mA, l'ascolto non presenta il ronzio di cui si è parlato e la forma d'onda rilevata all'oscilloscopio non è molto difettosa. Si può attribuire questa tolleranza alla elasticità del materiale di cui è fatto il disco. Per una incisione di 350 mA, la misura non ha più alcun senso.

Nelle tabelle 2 e 3 vengono riassunti i risultati.

CONCLUSIONI

Le conclusioni che si possono trarre dalle prove dei dischi sono numerose e molto diverse.

1. Le misure di distorsione armonica sono quelle più corrette e di cui si conosce bene la corrispondenza fra la percentuale e il fastidio che ne deriva. Il metodo è tuttavia limitato alle frequenze inferiori a 3.000 - 4.000 Hz.
2. Le misure per intermodulazione sono basate anch'esse, sulla esplorazione dello spettro nella zona delle basse e delle medie frequenze. Rispetto alle misure di distorsione armonica le misure per intermodulazione non danno alcun vantaggio. Al contrario, i valori misurati non corrispondono a quelli ottenuti con il metodo della distorsione armonica, e, di conseguenza, si può arrivare a errori di interpretazione. Questa misura può essere particolarmente utile per dei controlli rapidi in una catena di fabbricazione.
3. Le misure di distorsione per differenza di frequenza permettono di esplorare ciò che passa nella altezza dello spettro. Questo non

TABELLA 3 - Frequenze da 4000 a 7500 Hz					
Corrente d'incisione (mA)	Diametro (cm)	d, %			Disturbo udibile
		stereo 18 μ	stereo ellit.	mono 25 μ	
200	28,5	0,13	0,11	0,23	0,13% è appena udibile 0,4% corrispondente a una percezione fastidiosa
350	28,5	0,13	0,07	0,5	
200	15	0,4	0,5	1,3	Misura non significativa. Vedere testo. Disturbo molto forte
350	15	0,8	0,87	1,3	

è sempre utile per degli amplificatori ma, nel caso di un sistema di registrazione come il disco, si rivela interessante per poter verificare ciò che si ha in teoria, specialmente per quanto riguarda i raggi della puntina di riproduzione e i relativi livelli massimi.

4. I prodotti di secondo ordine sono i più fastidiosi e ci si può limitare a questi trascurando quelli di terzo ordine, la percentuale di distorsione ammissibile per d_2 è dell'ordine del 2%, mentre la percentuale di distorsione ammissibile per d_3 è dello ordine dello 0,4%.

La diversità può essere dovuta al fatto che le coppie di frequenze usate per misurare d_2 e d_3 , non sono le stesse, ma è tuttavia preferibile avere una frequenza comune di 500 Hz per valutare il rumore residuo.

5. Il sistema di registrazione su dischi è ormai omologato. Le sue possibilità di incisione sono effettivamente superiori a quelle di riproduzione e l'incisore fornisce una incisione conveniente fino ai suoi limiti estremi di potenza. La lettura reale è un po' superiore a quella calcolata.

6. L'influenza dei raggi della puntina di riproduzione è dimostrata per 25 e 18 μ . I risultati con la puntina ellittica, sono illusori, infatti è probabile che questa puntina di diamante, di fabbricazione molto difficile, non sia proprio ellittica. Fortunatamente questa può essere misurata al microscopio grazie al metodo interferenziale.

7. Il metodo non deve più essere applicato quando la velocità di incisione raggiunge il livello a partire dal quale la puntina non può riprodurre l'incisione. Le percentuali misurate non hanno più alcun rapporto con il rumore percepito.

8. L'impiego di questo metodo è però piuttosto delicato; i risultati devono essere accompagnati da tutte le modalità di applicazione e, perciò viene impiegato prevalentemente nei laboratori di ricerca.

MIDLAND INTERNATIONAL

VASTA GAMMA DI RICETRASMITTENTI PORTATILI,
UNITA' MOBILE - FISSA



13-880

10 W SSB - 5 W AM - 23 Canali CB tutti corredati di quarzi - Orologio digitale incorporato - 34 transistori - 3 FET, 1 IC, 67 diodi.



13-873

10 W SSB - 5 W AM - 23 Canali CB tutti corredati di quarzi - 31 transistori, 3 FET, 1 IC, 59 diodi, 4 zener.



13-871

5 W - 23 Canali CB con 2 canali H.E.L.P., 28 transistori, 1 IC, 34 diodi.



13-855

5 W - 6 Canali CB a tasti - Canale 9 (27,065 MHz) quarzato, gli altri canali senza quarzi - 11 transistori, 1 IC, 3 diodi.



13-800

5 W - 3 Canali CB - Canale 9 (27,065 MHz) quarzato, gli altri canali senza quarzi, 15 transistori, 4 diodi, 2 varistori, 1 termistore.

Agente Generale per l'Italia :

elektromarket INNOVAZIONE

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

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursali: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859
V.le Zara 1 (ang. P.le Lagosta) - 20159 MILANO Tel. 608.5976

UTILIZZAZIONE DEI TRANSISTORI DI POTENZA IN COMMUTAZIONE SU CARICO INDUTTIVO

a cura di J.P CHABANNE

L elettronica di potenza, come illustra questo articolo tratto dalle note tecniche Sescosem, è frequentemente utilizzata nell'industria come elemento di comando nella trasformazione di energia elettrica in energia meccanica; i semiconduttori operano allora generalmente su carico induttivo.

La fig. 1 presenta uno schema di principio.

Un transistor di potenza è comandato da un segnale che fornisce alla sua base una corrente tale da poter considerare il dispositivo un interruttore: chiuso in presenza di segnale ed aperto in sua assenza.

CHIUSURA DEL CIRCUITO

Dopo l'applicazione del fronte di salita dell'impulso, la corrente aumenta nel carico secondo la costante

$$\text{te di tempo } \frac{L}{R}.$$

Dopo un tempo $t > 3 \frac{L}{R}$ la corrente si stabilirà ad un valore

$$I = \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{R} \quad (1)$$

La tensione collettore-emettitore passa da $+V_{cc}$ a V_{CEsat} .

Le sollecitazioni subite dal transistor durante questa fase sono soprattutto quelle relative alla condizione di saturazione.

La corrente I definita in (1), permette di scegliere un transistor secondo i tre seguenti parametri misurati nello stesso punto di lavoro:

- Corrente massima ammessa: I_{max}
- Guadagno in corrente: h_{21E}
- Tensione di saturazione: V_{CEsat}

Il tempo totale di commutazione in chiusura ($t_d + t_r$) è generalmente piccolo confrontato con la

costante di tempo $\frac{L}{R}$ del carico

per cui la rapidità di chiusura non sarà generalmente il criterio di scelta di un transistor; t_r permette comunque di stabilire le perdite durante la commutazione.

APERTURA DEL CIRCUITO

Si supponga che la corrente I_{max} di regime si sia già stabilita allo istante in cui la corrente di base viene annullata.

Tempo di «storage»

Essendo il rendimento del circuito determinato in parte da V_{CEsat} , il funzionamento in saturazione si effettua a guadagno forzato secondo la relazione:

$$I_b > \frac{I_c}{h_{21E}} \text{ e, in generale,}$$

$$\frac{I_c}{I_b} = 10$$

Questo comporta un tempo di «storage» piuttosto consistente ed al fine di avere un'apertura rapida del transistor occorre prevedere una bassa resistenza base-emettitore o, meglio, l'applicazione di una tensione inversa $-V_{BE}$.

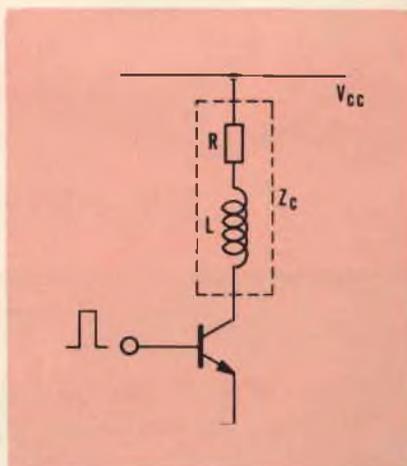


Fig. 1 - Schema di principio.

TABELLA I

	Rapidità	Energia dissipabile in break-down	Diodo di protezione	Tempo di immagazzinam.
Omobase NPN Epibase	Debole	Importante	Facoltativo in V_{CE0} in V_{CER} Utile in V_{CEX}	Importante
Triplodiffuso	Molto rapido	Debole	Necessario	Debole
Alta tensione Triplodiffuso	Rapido	Debole	Necessario	Medio
Forte corrente Triplodiffuso	Rapido	Debole	Necessario	Medio

Break-down del transistor

All'apertura del circuito la tensione ai capi della bobina, e quindi del transistor, aumenta con valore pari a:

$$E = L \frac{d_i}{d_t} \quad (2)$$

Se non si utilizza nessun dispositivo di protezione, tutta l'energia immagazzinata sarà dissipata dal transistor in break-down.

Il ciclogramma tensione-corrente I_C/V_{CE} sarà quindi quello mostrato in fig. 2.

Il punto A è il valore di saturazione.

Il punto B è la tensione di «break-down» alla corrente I_{max} nella configurazione di base scelta V_{CE0} o V_{CER} oppure V_{CEX} .

Il punto C è il punto di riposo; le sue coordinate sono V_{cc} ed $I = I_{CE0}$.

La tensione di «break-down» del transistor è raggiunta in B se l'effetto delle capacità parassite è trascurabile in confronto a quello dell'auto induzione del carico; la corrente in questo punto sarà pari a I_{max} .

La tensione in B ha il valore uguale a:

- V_{CE0} se la base è aperta
- V_{CER} se la base è chiusa su una resistenza R
- V_{CEX} se la base è polarizzata negativamente.

Scelta del transistor e sicurezza di funzionamento

Ci sono diversi sistemi per garantire il funzionamento sicuro del circuito in fase di apertura e si possono considerare essenzialmente due casi principali a seconda che il dispositivo sia in grado o no di sopportare l'energia $W = 1/2 LI^2$ immagazzinata nella bobina.

Funzionamento senza protezione

Quando la frequenza di utilizzazione è relativamente bassa (inferiore a 5 kHz) e la tensione inferiore a 140 V in V_{CE0} , si può sce-

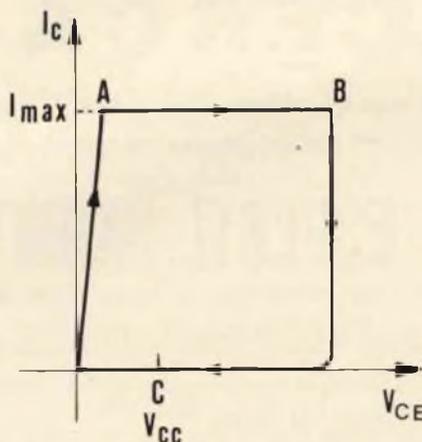


Fig. 2 - Ciclogramma tensione-corrente I_C/V_{CE} .

gliere un transistor a base omogenea (Omobase od Epibase).

In questo caso è bene tenere presente che la tenuta in aria di sicurezza a transistor interdetti è tanto meno buona, quanto maggiore è la tensione di «break-down», quanto più piccola è la resistenza base-emettitore e quanto più elevata è la tensione negativa base-emettitore.

Funzionamento con protezione Diodo di recupero

Quando la velocità di funzionamento è elevata, è necessario utilizzare dei transistori rapidi triplodiffusi e non è più possibile lasciare che il transistor sopporti tutta la energia immagazzinata nel carico.

La funzione di recupero dovrà essere effettuata da un apposito elemento di protezione.

Un primo metodo consiste nello utilizzare un diodo connesso in parallelo al carico, come in fig. 3.

Questo diodo dovrà essere necessariamente un diodo rapido.

Si verifica allora che nessuna tensione superiore a V_{cc} appare ai capi del transistor all'atto dell'apertura del circuito.

Questo diodo dovrà avere un breve tempo di recupero (trr), affinché le sue cariche immagazzinate non danneggino il transistor al suo passaggio in conduzione.

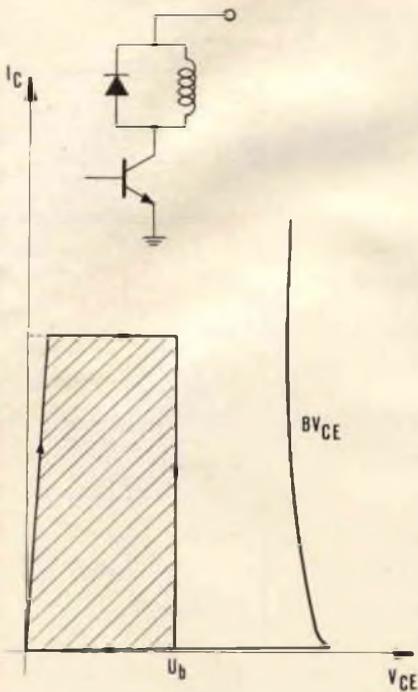


Fig. 3 - Metodo di protezione che si avvale di un diodo connesso in parallelo al carico.

Se la tenuta in tensione del transistor e del diodo sono superiori a V_{cc} , la sicurezza sarà totale, salvo considerazioni sull'area di sicurezza in diretta; inoltre il transistor è sottoposto alle stesse sollecitazioni

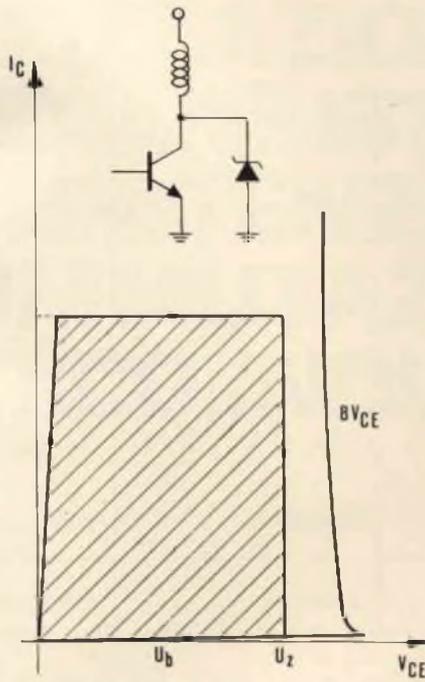


Fig. 4 - Altro sistema di protezione impiegante diodo a valanga a forte capacità di dissipazione.

in tensione sia durante la commutazione, che durante l'interdizione.

Il vantaggio di questo metodo è la sua semplicità; per contro, il fatto di limitare la sovratensione ai capi della bobina al valore V_D del-

la caduta diretta di un diodo, può essere un grande inconveniente.

La relazione 2 mostra infatti che se E (che in questo caso vale V_D), è bassa, d_I (uguale ad I_{max}) ed L essendo imposte, il tempo di annullamento della corrente (dt) sarà lungo; ciò è spesso un inconveniente nel comando di relè elettromagnetici, elettrovalvole, ecc.

DIODI DI PROTEZIONE

Il secondo metodo di protezione utilizza dei diodi a valanga a forte capacità di dissipazione (Fig. 4).

Questi dispositivi che si basano sul fenomeno della valanga nel Silicio, sono molto rapidi e non pongono problemi circa i loro tempi di risposta.

Il vantaggio principale di questo metodo è di permettere una sovratensione ai capi del transistor limitata ad un valore inferiore alla sua tenuta di tensione.

Lo svantaggio risiede nella necessità di accoppiare in tensione transistor e diodo e di tenere conto, per quest'ultimo, della tolleranza su V_z dell'aumento della tensione di valanga per effetto della corrente recuperata.

La tabella I presenta un riassunto dei diversi criteri di scelta.

SOCIETA' IMPORTANZA INTERNAZIONALE

con sede a Milano

CERCA

per la conduzione dei propri impianti
di telecomunicazioni

HF/VHF ESPERTI RADIOTECNICI

disposti a trasferirsi all'estero con contratti a tempo determinato.

- E' richiesta la conoscenza della lingua inglese e/o francese;
- Costituirà titolo preferenziale la pratica conoscenza di teletype, fac-simile; impianti telefonici ed apparati per l'assistenza al volo.

Si prega inviare curriculum dettagliato con fotografia a: **CP 4174 20100 Milano.**

ALCUNI SEMPLICI RICEVITORI

a cura di FRANTOS

In questo articolo descriviamo una serie di semplici circuiti ricevitori che certamente interesseranno quella categoria di lettori alle prime esperienze di elettronica.

Oggi è possibile costruire semplici ricevitori che non necessitano di alimentazione grazie alla elevata potenza di emissione erogata dai trasmettitori radio. La corrente necessaria al funzionamento di questi circuiti è prodotta dall'energia RF irradiata dal trasmettitore.

Cominciamo con la descrizione del circuito più semplice (fig. 1) che è un miglioramento della vecchia radio a galena. In questo caso la galena è sostituita vantaggiosamente da un diodo al germanio.

Naturalmente da questo ricevitore non si può pretendere di ottenere la selettività e la potenza propria dei ricevitori classici ed è indispensabile munirlo di una efficace presa di terra e di una buona antenna; solo così sarà in grado di ricevere agevolmente le principali stazioni ad onde medie, con un numero molto limitato di segnali parassiti.

Il circuito d'accordo, composto dalla bobina L_1 e dal condensatore variabile CV_1 , formano un sistema di accoppiamento diretto, vale a dire che l'antenna e la terra sono situate alle due estremità dell'avvolgimento. Ricordiamo però che questo sistema di collegamento dà il massimo di sensibilità ma ha lo

svantaggio di mancare di selettività. Questo si deve al fatto che il circuito antenna-terra presenta una rilevante capacità in parallelo al condensatore C_1 .

Per cercare di rimediare a questo stato di cose, è necessario effettuare una o più prese intermedie sulla bobina per il collegamento dell'antenna. Se si vuole evitare questa soluzione, si può semplificare la cosa per mezzo di un accoppiamento elettrostatico inserendo nel circuito di antenna un condensatore fisso o un condensatore variabile; come si può vedere in fig. 2.

È molto importante determinare, in modo sperimentale, il tipo di circuito d'accordo più favorevole alle condizioni di ricezione. L'energia di alta frequenza captata in questo modo attraverso l'antenna, viene quindi applicata alla bobina L_1 . Il circuito d'accordo seleziona l'onda e provoca una corrente RF che viene rivelata dal diodo D_1 . Il diodo deve essere montato in modo esatto, cioè collegando il catodo sul punto caldo dell'avvolgimento di sintonia.

Il condensatore C_2 da 1,5 nF ceramico, serve ad eliminare le tensioni RF residue.

I segnali di bassa frequenza si trovano a questo punto fra l'anodo di D_1 e la massa del circuito. L'ascolto si effettua per mezzo di una cuffia ad alta impedenza da 4 o 5 k Ω .

REALIZZAZIONE PRATICA

Di logica i risultati dipendono in gran parte dalla qualità del circuito d'accordo, è quindi indispensabile realizzarlo con la massima cura. È consigliabile, a questo proposito, effettuare il suddetto avvolgimento su

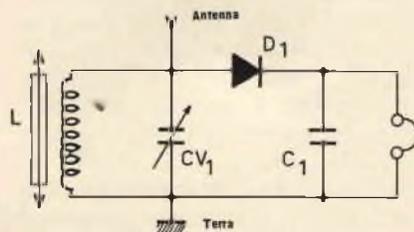


Fig. 1 - Semplice circuito di un ricevitore per ascolto in cuffia. In pratica è un miglioramento della vecchia radio a galena.

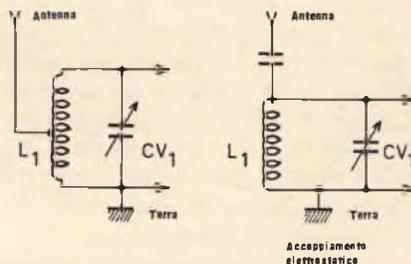


Fig. 2 - Due sistemi diversi di accoppiamento. La soluzione consiste nell'impiego di un condensatore fisso o variabile.

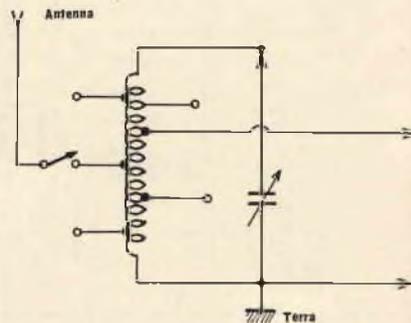


Fig. 3 - Sistema di spostamento della presa del catodo e del condensatore variabile per realizzare un ricevitore per onde medie e onde lunghe.

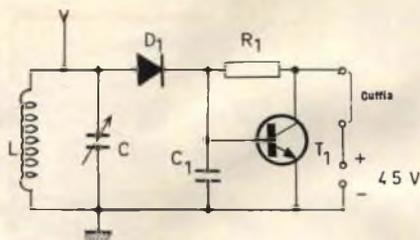


Fig. 4 - Ricevitore con uno stadio di amplificazione.

un pezzo di ferroxcube rotondo o piatto. Naturalmente è necessario fare in modo di poter spostare l'avvolgimento sulla ferrite in modo da facilitare la ricerca dell'accordo. Un comodo sistema per fare questo lavoro è quello di avvolgere sulla barretta del nastro adesivo, dal lato non adesivo. Le spire di filo di rame verranno così avvolte sul lato adesivo del nastro, facilitando il lavoro di avvolgimento.

Per la ricezione della gamma delle onde medie si devono avvolgere 80 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm, avendo cura di effettuare delle prese ogni 10 spire.

Per la ricezione della gamma delle onde lunghe si devono avvolgere circa 150 spire di filo, sempre dello stesso tipo, su una barretta di ferrite più lunga di quella usata per le onde medie. Per poter realizzare un ricevitore onde-medie onde-lunghe è necessario prevedere la possibilità

di spostare la presa del catodo e quella del condensatore variabile (circuiti di fig. 3).

L'antenna può essere costruita con del filo di rame da 10/10 teso su una lunghezza che va da 10 a 20 m in un posto libero da muri o da masse di alberi. L'antenna sarà più efficace se il filo verrà teso per mezzo di isolatori di porcellana. Si può così realizzare un modello di antenna a « L » o a « T » a seconda del sistema di discesa. Tuttavia secondo le condizioni di ricezione una rete metallica può funzionare da collettore d'onda.

Per quanto riguarda la presa di terra si può usare una conduttura dell'acqua oppure una piastra metallica di circa 1 m² immersa a 1 m di profondità nel terreno umido. Utilizzando la conduttura dell'acqua è necessario togliere ogni traccia di ossidazione o di vernice, fissando poi il filo di collegamento per mezzo di un collarino a vite.

Vediamo ora di studiare qualche sistema per migliorare l'ascolto delle trasmissioni.

Come si può vedere, il circuito di fig. 1 non è provvisto di uno stadio di amplificazione, in quanto è formato da uno stadio di accordo e da uno stadio rivelatore a diodo.

La ricezione e la potenza acustica anche se molto buone restano sempre molto basse. Aggiungendo

un transistor amplificatore si ha un netto miglioramento delle condizioni d'ascolto.

In fig. 4 è riportato lo schema di principio del ricevitore munito di stadio amplificatore. Il circuito RF è uguale a quello del ricevitore di figura 1, mentre lo stadio di amplificazione è formato da un transistor al silicio tipo BC107, BC108, BC109 o 2N2926. È consigliabile impiegare un modello di buona qualità che abbia un guadagno elevato

Le tensioni di bassa frequenza sono applicate fra la base e l'emettitore del transistor; ricordiamo a questo punto che è necessario invertire la polarità del diodo, cioè collegare il catodo alla base del transistor di tipo NPN.

La polarizzazione del transistor è data da un resistore di 1 MΩ collegato fra la base e il collettore, mentre il carico di collettore è formato dai due avvolgimenti delle cuffie. Nel caso si impieghi una cuffia miniatura a cristallo è necessario collegare sul circuito di collettore un resistore da 10 kΩ in parallelo alla cuffia.

Come tutti sanno, un transistor preamplificatore, collegato a emettitore comune, richiede poca energia, e quindi la pila di alimentazione ha una durata abbastanza considerevole.

Aggiungendo un altro stadio di

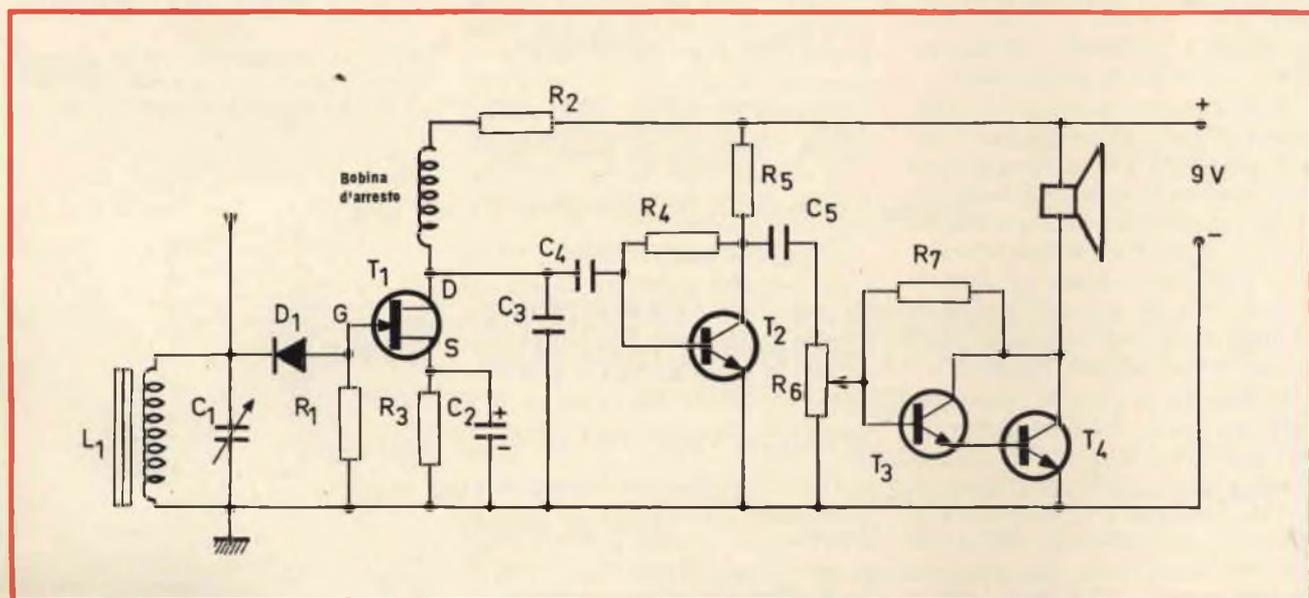


Fig. 5 - Circuito di un ricevitore adatto per l'ascolto in altoparlante.

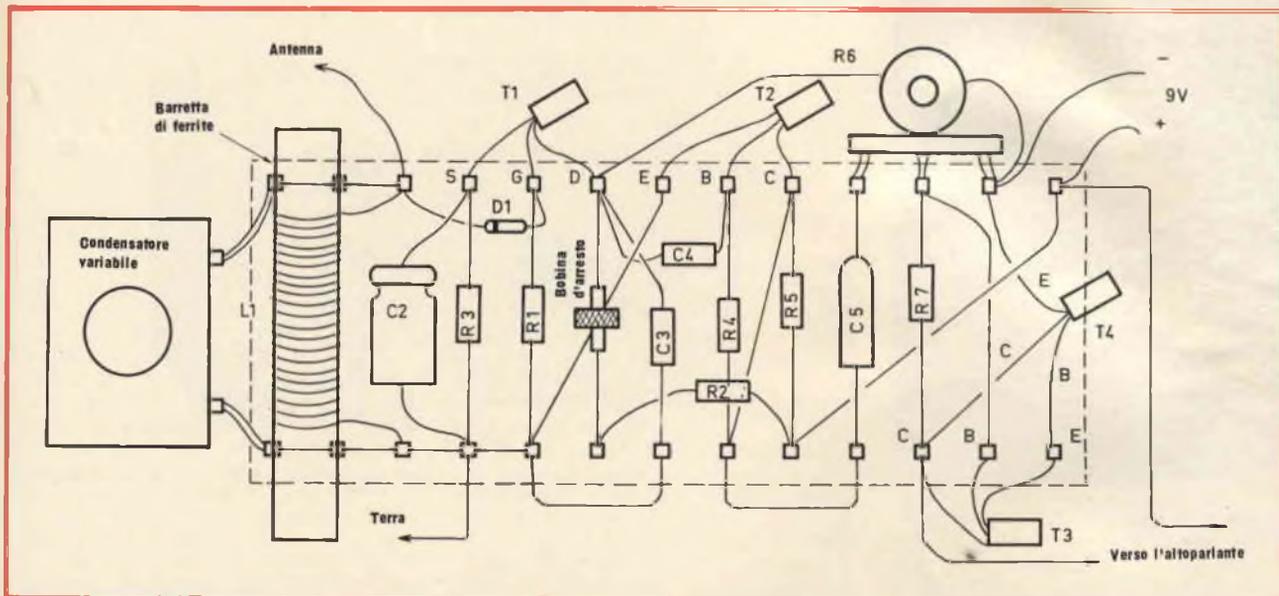


Fig. 6 - Cablaggio del ricevitore il cui schema elettrico è visibile in figura 5.

amplificazione, si può ottenere l'ascolto in altoparlante.

A questo scopo è necessario collegare diversi transistori in cascata. Lo schema di fig. 5 riporta appunto un circuito di radiorecettore con relativo stadio amplificatore per ascolto in altoparlante.

Il circuito oscillante LC può essere un modello qualsiasi di quelli descritti in precedenza; come si può vedere dallo schema, l'operazione di amplificazione è svolta da un transistor ad effetto di campo. Il vantaggio principale che dà questo tipo di transistor è quello di possedere una impedenza d'ingresso molto elevata, cosa questa che permette di non eliminare lo smorzamento del circuito oscillante e contemporaneamente di dare al ricevitore un'alta sensibilità.

Tornando allo schema elettrico di fig. 5, si può vedere che il circuito è a sorgente comune, cioè la sorgente serve da potenziale di riferimento verso massa, mentre l'ingresso si effettua sulla porta « G ». La polarizzazione di questo transistor è assicurata dal resistore da 3,3 M Ω e dalla cellula C₂-R₃.

L'elettrodo « drain » comprende un'induttanza d'arresto e un resistore collegato in serie, necessario all'alimentazione del transistor T₁. Il condensatore C₃ da 220 pF serve ad accoppiare la componente RF residua, mentre per mezzo del con-

densatore C₄, i segnali di bassa frequenza vengono trasmessi al primo stadio preamplificatore equipaggiato di un transistor BC109.

Questo stadio è formato da un circuito ad emettitore comune semplificato, la polarizzazione si attua per mezzo del resistore R₄ mentre R₅ forma il carico.

I segnali applicati alla base vengono amplificati di nuovo dal collettore e quindi vengono mandati, per mezzo del condensatore C₅, al potenziometro del volume.

Vediamo infine lo stadio amplificatore vero e proprio; esso è formato da due transistori, T₃ e T₄, montati in circuito Darlington.

La polarizzazione di questo stadio è assicurata dal resistore R₇, mentre il carico di collettore è formato dalla resistenza della bobina mobile dell'altoparlante da 8 Ω .

La tensione di alimentazione può andare da 4,5 V a 9 V senza alcun inconveniente.

REALIZZAZIONE PRATICA

In fig. 6 è riportato un esempio di montaggio pratico.

Il condensatore variabile impiegato è di tipo piatto a mica da 365 pF. I suoi collegamenti di uscita sono sufficientemente rigidi in modo da fissarlo al di fuori della piastrina, come nel caso del potenziometro.

La bobina d'arresto è formata da 60 spire di filo di rame smaltato da 0,11 mm, avvolte sul corpo di un resistore da 1 M Ω .

Come si può intuire il montaggio di questo ricevitore non comporta problemi particolari.

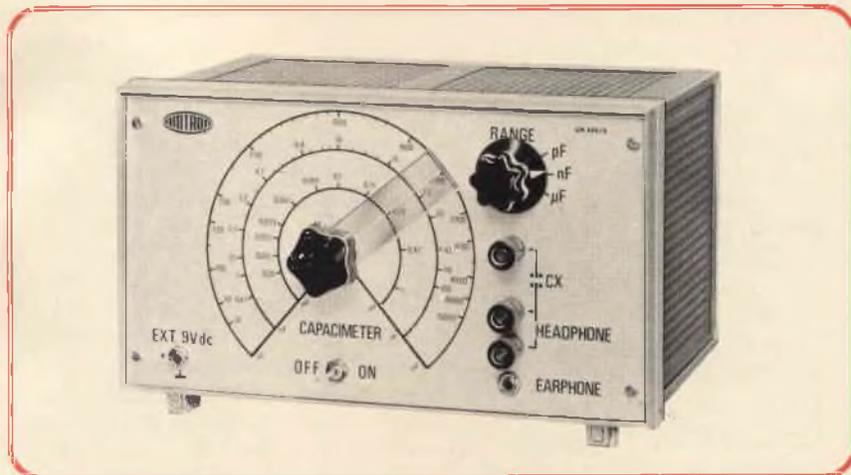
È consigliabile non tagliare i terminali dei transistori e ricoprirli con del tubetto isolante, per evitare di danneggiarli. Potrebbe essere necessario montare sul transistor T₄ una aletta di raffreddamento in modo da evitare un surriscaldamento che potrebbe causare il danneggiamento dello stesso.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	= resistore da 3,3 M Ω - 1/2 W
R2	= resistore da 2,2 k Ω - 1/2 W
R3	= resistore da 3,3 k Ω - 1/2 W
R4	= resistore da 470 k Ω 1/2 W
R5	= resistore da 10 k Ω 1/2 W
R6	= potenz. logaritmico da 25 k Ω
R7	= resistore da 150 k Ω - 1/2 W
C1	= cond. variab. a mica 365 pF
C2	= cond. elettrol. da 50 μ F - 6 V
C3	= condens. ceramico da 220 nF
C4	= condensatore da 22 nF
C5	= condensatore da 0,1 μ F
T1	= transistore 263819
T2	= transistore BC109 o 2N2926
T3	= transistore BC109 o 2N2926
T4	= transistore AC127 o AC187
D1	= diodo OA85 o OA70
I	= altoparlante da 8 Ω



UK 440/S



CAPACIMETRO A PONTE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Misure di capacità da 10 pF ad 1 μF suddivise in tre gamme:

gamma 1:	10 ÷ 15.000 pF
gamma 2:	0,47 ÷ 100 nF
gamma 3:	0,01 ÷ 1 μF

Bilanciamento:
tramite rivelatore acustico

Transistori impiegati: 2-AC128R
Alimentazione:
in continua tramite pila incorporata o esternamente: 9 V in alternata, tramite l'alimentatore UK 607 (fornito separatamente): 117/125 - 220/240 V
Generatore della tensione fonica: a multivibratore

Un misuratore di capacità è uno strumento che non può assolutamente mancare in qualsiasi laboratorio, sia esso di tipo professionale od abbia carattere prettamente dilettantistico.

Esso infatti, oltre a consentire di misurare il valore della capacità di un condensatore permette di controllarne la sua efficienza, oppure di verificare se il valore nominale si è mantenuto, durante il suo impiego, nei limiti di tolleranza fissati dal costruttore.

Quest'ultimo è un fattore della massima importanza e ben lo sanno i radio-teleparatori che frequentemente si trovano di fronte a delle anomalie di funzionamento di un radioapparecchio difficilmente individuabile, specialmente se interessano i circuiti di alta o di media frequenza, che poi risultano essere dovute soltanto a dei condensatori che con il passare del tempo si sono spostati notevolmente dal loro valore nominale.

I moderni strumenti di misura che sono usati comunemente per la misura della capacità (ed anche quelli destinati alla misura delle resistenze o delle induttanze), si basano preferibilmente sui cosiddetti sistemi a ponte i quali, oltre ad essere estremamente comodi, sono altresì molto pratici.

I sistemi a ponte derivano dal metodo di Poggendorf al quale sono state portate alcune semplificazioni che ne rendono più rapido l'impiego pur conservandone inalterate le caratteristiche di elevata sensibilità e precisione.

Un ponte di misura non è altro che un circuito costituito da quattro ele-

Il capacimetro a ponte è uno strumento assolutamente indispensabile ai tecnici ed ai radioamatori poiché consente loro di eseguire rapidamente la misura della capacità dei condensatori il cui valore sia sconosciuto oppure di controllare se il valore della capacità, con il passare del tempo, non si sia discostato notevolmente dal valore nominale. Lo strumento ha il notevole vantaggio di essere facilmente trasportabile poiché l'alimentazione è fornita da una pila incorporata. Esso è però predisposto per l'alimentazione esterna, anche mediante la rete elettrica usando, in questo caso, l'alimentatore UK 607 fornito pure in scatola di montaggio.

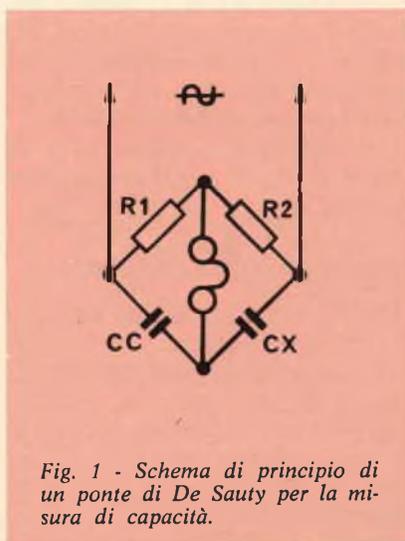


Fig. 1 - Schema di principio di un ponte di De Sauty per la misura di capacità.

menti, oppure da quattro gruppi di elementi (resistori, capacità od induttanze), disposto in modo tale da formare un quadrilatero di cui una diagonale fa capo ad una sorgente di corrente, mentre l'altra è collegata allo strumento di misura.

Con questo sistema, le misure di resistenza, di capacità e di induttanza, a seconda del circuito usato, sono effettuate con il **metodo di zero**, equilibrando cioè le due sezioni opposte del ponte, ossia i due circuiti derivati visibili in figura 1, in modo che i due punti disposti in opposizione, siano mantenuti allo stesso potenziale.

Quando il ponte viene portato in perfetto equilibrio, lo strumento che può essere un galvanometro, e che è sostituito da una cuffia se si opera in corrente alternata, non sarà percorso da alcuna corrente. Pertanto se lo strumento usato è del tipo con zero centrale l'indice si fermerà stabilmente al centro; qualora invece il controllo sia eseguito mediante una cuffia ad essa non sarà percepibile alcun segnale.

Il ponte più noto è quello di Wheatstone nel quale i quattro rami del circuito sono costituiti da resistori di cui uno variabile.

Trattandosi di un ponte usato per la misura della resistenza è ovvio che uno dei quattro resistori è quello incognito

che si vuole misurare e che dovrà essere connesso a due appositi morsetti.

Per misurare la capacità si ricorre invece al ponte di De Sauty, derivato anche esso dal ponte di Wheatstone come altri del genere, che è alimentato in corrente alternata, a bassa od alta frequenza, con i due rami formati da due resistori e da due condensatori, uno dei quali è quello di cui si desidera conoscere il valore.

Il funzionamento di questo tipo particolare di ponte si basa sul confronto della capacità incognita CX con un'altra capacità CC, dette capacità campione, sono inserite nei rami adiacenti del ponte come mostra la figura 1.

I due resistori R1 e R2 costituiscono i rimanenti due rami.

Nel ponte di De Sauty, essendo alimentato con corrente alternata, in sostituzione dello strumento di misura si usa una normale cuffia telefonica.

Se si applica una tensione alternata ad una diagonale del ponte, qualora le due sezioni non siano in equilibrio, tra due punti in opposizione, circolerà una certa corrente che sarà proporzionale all'entità dello squilibrio stesso e pertanto nella cuffia si sentirà un suono avente un dato livello.

Quando invece il rapporto fra i due resistori R1 e R2 corrisponderà esattamente al rapporto che esiste fra i due

condensatori CX e CC, il ponte risulterà in perfetto equilibrio e perciò nelle due sezioni circoleranno delle correnti aventi lo stesso valore ma in opposizione di fase fra loro, di modo che nella cuffia non sarà udibile alcun suono.

In queste condizioni si verificherà pertanto la seguente relazione:

$$R1 : R2 = CX : CC$$

dalla quale si avrà che:

$$CX = CC \cdot R1/R2$$

Se i due resistori R1 e R2 saranno stati scelti di valore identico, evidentemente il rapporto R1 : R2 sarà uguale all'unità e perciò la suddetta relazione si trasformerà nella seguente:

$$CX = CC \cdot 1, \text{ ossia } CX = CC$$

Si può dunque affermare che il silenzio nella cuffia si avrà soltanto quando il valore della capacità campione CC avrà lo stesso valore della capacità incognita CX.

In pratica, una delle due resistenze, e sovente tutte e due sono di tipo regolabile anzi, generalmente, si preferisce ricorrere all'impiego di un potenziometro. In questo caso quando il cursore del potenziometro si trova perfettamente al centro, la sua resistenza complessiva è suddivisa in due rami R1 e R2 perfettamente identici fra loro e quindi con rapporto uguale all'unità.

Se in questo caso si fa ruotare, ad esempio, il cursore del potenziometro in

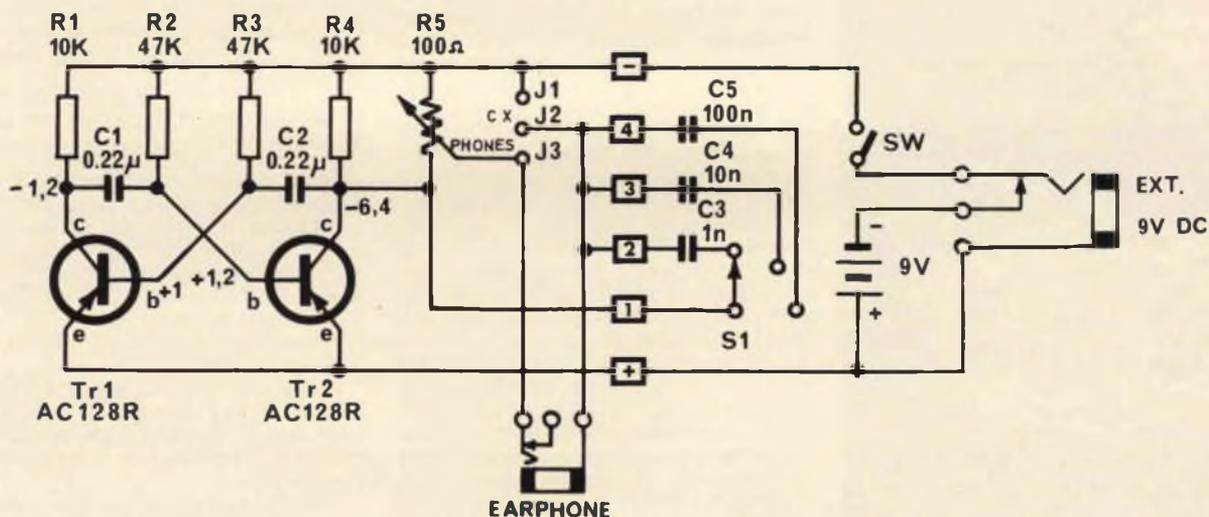
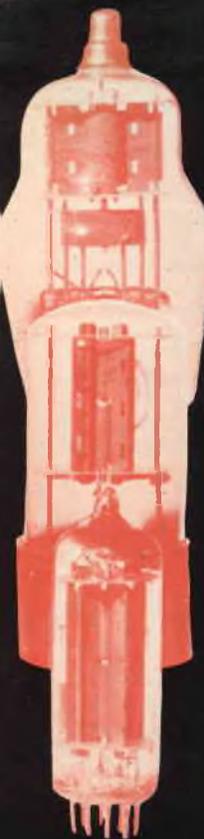


Fig. 2 - Schema elettrico.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

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

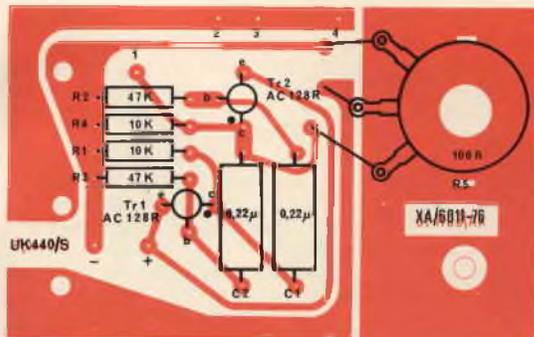


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

modo da ottenere il silenzio nella cuffia quando il valore del ramo R1 è il doppio di quello di R2, ciò significa che il loro rapporto (R1 : R2) è uguale a 2 e di conseguenza il valore del condensatore CX sarà uguale a 2 CC.

Se invece fosse il ramo R2 del potenziometro ad avere un valore doppio di quello di R1, il rapporto R1/R2 corrisponderà a 0,5 e pertanto il valore di CX sarà di 0,5 CC.

Quanto abbiamo detto è evidente per il fatto che deve essere rispettata la condizione di partenza:

$$R1 : R2 = CX : CC$$

Il ragionamento che abbiamo sopra esposto, ovviamente è valido per qualsiasi altro rapporto e ciò permette di conoscere direttamente il valore dei condensatori controllati tarando opportunamente una scala su cui viene fatto scorrere l'indice di una manopola connessa al cursore del potenziometro.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico del capacimetro a ponte AMTRON UK 440/S, e che è illustrato in figura 2 è costituito essenzialmente da un ponte di De Sauty in cui i due resistori sono formati dai due rami di un potenziometro e gli altri due rami da due condensatori, uno quello incognito CX e l'altro quello campione CC. Un multivibratore ha il compito di fornire la corrente alternata, che in questo caso ha una frequenza fonica, perfettamente udibile in cuffia. Ciò evita di dover ricorrere forzatamente a dei collegamenti fissi con la rete elettrica permettendo di realizzare un apparecchio di tipo portatile.

E' ovvio che se si desidera effettuare delle misure in una gamma di capacità piuttosto estesa, come nel caso dell'UK 440/S, non è conveniente usare un solo condensatore campione e pertanto sono stati utilizzati tre distinti condensatori e precisamente C3, da 1 nF, C4, da 10 nF e C5 da 100 nF, i quali, in funzione della gamma di misura prescelta, possono essere inseriti, uno alla volta, tramite il commutatore S1 ad una via tre posizioni.

Il valore di 100 Ω per il potenziometro R5 è il più adatto per l'estensione della gamma di misura dell'UK 440/S.

Il circuito che genera la corrente fo-

nica, come abbiamo già detto, è costituito da un multivibratore a transistori.

Un multivibratore, nella sua forma più elementare, non è altro che un circuito oscillante il quale genera una frequenza fissa che ha una forma non sinusoidale; analizziamone brevemente il suo funzionamento riferendoci alla figura 2.

Ammettiamo che il transistor TR1 sia il primo ad entrare in conduzione; sul suo collettore sarà presente un potenziale negativo che, tramite il condensatore C1 verrà inviato alla base di TR2 provocando il blocco del transistor.

Siccome il condensatore C1 si carica e si scarica secondo una costante di tempo che è legata al valore di C1-R2, il potenziale di base di TR2 salirà progressivamente fino a raggiungere un valore sufficiente a fare entrare in conduzione il transistor TR2 stesso, mentre contemporaneamente si bloccherà il transistor TR1. Si verificherà anche in questo caso un fronte di tensione negativa che, tramite il condensatore C3, la cui costante di tempo dipende dal circuito C2-R3, farà salire la tensione di polarizzazione di base del transistor TR1 il quale entrerà nuovamente in conduzione e così via.

I resistori R1 e R4 hanno il compito di fornire la tensione di polarizzazione al collettore.

MONTAGGIO

Per effettuare correttamente il montaggio del capacimetro a ponte UK 440/S è sufficiente attenersi alle istruzioni corredate di chiarissime riproduzioni serigrafica e fotografica del circuito stampato e da alcuni esplosi di montaggio e di cablaggio con relative tabelle di riferimento, che sono riportate nell'opuscolo allegato al kit.

Prima di iniziare il montaggio è consigliabile leggere una prima volta e con attenzione le istruzioni in modo da farsi un'idea ben precisa della successione delle varie fasi.

Successivamente, si procederà alla selezione dei componenti, resistori, condensatori e transistori, operazione questa che non presenta alcuna difficoltà dato l'esiguo numero dei componenti stessi.

Qualora sorgano dei dubbi circa l'esatto valore dei resistori e dei condensatori, è necessario consultare il codice dei colori, allegato alle istruzioni.

GLI ELETTRETI

a cura dell'Ing. G. FIORINI

DIELETTRICI A CARICA PERMANENTE

Ci sono dei fenomeni che, scoperti durante i secoli passati, hanno figurato nella storia della scienza solo come elementi di curiosità. Ma, più tardi, qualche ricercatore li riscoprì variandone sistematicamente le condizioni di lavoro in modo che rivelassero degli aspetti nuovi. E' quanto è successo con i dielettrici che, dopo essere stati sottoposti all'influenza di un campo elettrostatico, conservavano la loro carica per qualche anno.

Nuovi dielettrici, apparsi nella seconda metà di questo secolo, dovevano provocare lo sviluppo di fruttuose ricerche: si è arrivati a caricare questi dielettrici in modo che non subissero variazioni per più di un secolo. L'oggetto di questo studio è di mostrare il cammino percorso dalle prime osservazioni fino alla elaborazione di dielettrici a carica permanente, o elettreti, ed alla loro prima applicazione pratica.

LA BOTTIGLIA SMONTABILE DI LEYDE

Per chi se lo fosse scordato rammentiamo brevemente in che cosa consiste l'esperimento della bottiglia smontabile di Leyde.

Questa, antenata dei moderni condensatori, era composta da tre

sezioni (figura 1): un cilindro di ottone, chiuso alle due estremità, e provvisto, al centro di una delle due, di una asticella in ottone, curvata a forma di S che terminava con una pallina; un vaso di vetro liscio, all'interno del quale si incastrava, facendo dolcemente attrito, il cilindro; un altro cilindro in ottone, aperto ad una estremità nel quale si incastrava il vaso di vetro.

Se i cilindri di metallo venivano sottoposti per qualche minuto ad una sorgente di corrente continua ad alta tensione (parecchie migliaia di volt) ed in seguito scollegati, si caricavano di una certa corrente. Era sufficiente collegare i due cilindri, o elettrodi, ad un elettrometro per constatare che questo deviava bruscamente, quindi si osservava che la deviazione diminuiva gradatamente fino a risultare zero. Oggigiorno, l'esperimento potrebbe essere effettuato con un tester.

Fino a qui, tutto era normale. Ma, ricaricando di nuovo lo strumento, togliendo il cilindro interno per mezzo della sua asticella, quindi il cilindro esterno, e riunendo poi i due cilindri per mezzo di un filo conduttore messo a terra si ricostituiva di nuovo la bottiglia di Leyde, mentre un elettrometro collegato come precedentemente rivelava ancora una brusca deviazione.

Quale spiegazione si può dare a questo fenomeno? Quando si applica una tensione ai cilindri, nello

spazio compreso tra di essi viene a stabilirsi un campo elettrico.

Se un dielettrico solido riempie questo spazio, le sue molecole si orientano seguendo le linee di forza del campo, esse formano, per così dire, la catena da un elettrodo all'altro e quindi risultano polarizzate (figura 2). Se si rimuovono gli elettrodi, lo stato di vincolo

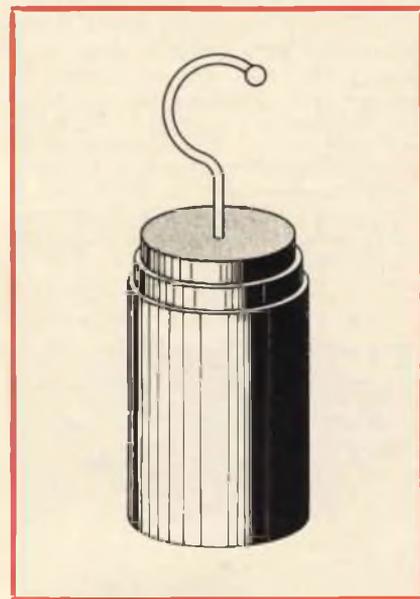


Fig. 1 - La bottiglia smontabile di Leyde era costituita da due cilindri di ottone, separati da un recipiente di vetro. La si caricava collegando l'asticella del cilindro interno ed il cilindro esterno ad un generatore di alta tensione continua. Se si separavano, si cortocircuitavano i due cilindri, se ne rimontava l'insieme e si collegavano i suoi elettrodi ad un elettrometro, questo rivelava che il vetro aveva conservato una carica elettrica.

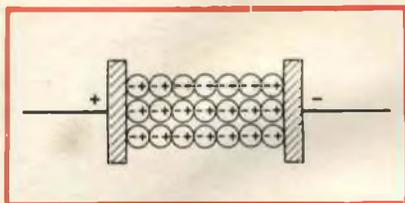


Fig. 2 - Quando si applica una elevata tensione continua a due elettrodi separati per mezzo di un dielettrico solido, le molecole di questo, riunite in riposo in maniera disordinata, formano una catena nel senso delle linee di forza del campo. Esse sono polarizzate ed immagazzinano una carica elettrica.

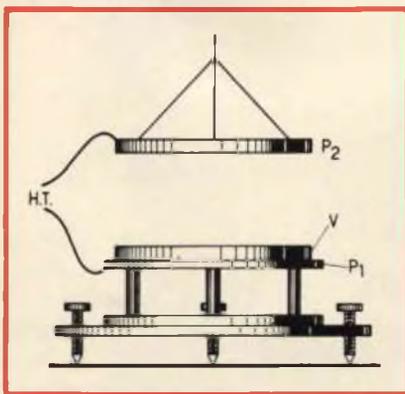


Fig. 3 - Per fabbricare un elettreto, lo scienziato giapponese Oguchi versava un composto di cera e di resina fusa in un recipiente metallico V, riposante su di un disco P₁, montato su delle colonnine isolanti. Un disco di metallo P₂, sospeso, era abbassato fino a che il suo lato inferiore toccava la superficie del composto. Una tensione continua elevata era applicata tra P₁ e P₂ fino a che il composto si fosse solidificato. Il disco estratto dal recipiente V conservava durante parecchi anni la carica che aveva accumulato.

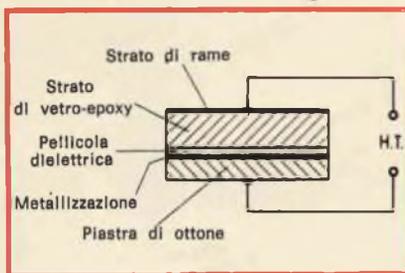


Fig. 4 - Una pellicola sottile di dielettrico, metallizzata su di un lato, è posta su di una piastra di ottone che costituisce un elettrodo. Sull'altro lato, non metallizzato, è posta una piastra di vetro-epoxy per circuito stampato il cui strato di rame costituisce il secondo elettrodo. Dopo l'applicazione, e poi la soppressione, di una tensione continua elevata agli elettrodi, si constata che il dielettrico ha immagazzinato una carica elettrica, che persiste nel tempo.

nel quale le molecole si trovano, permane per qualche tempo.

Rimettendo a posto gli elettrodi, da una parte o dall'altra del dielettrico, e collegandoli ad uno strumento di misura, le molecole del dielettrico si depolarizzano e la carica elettrica sparisce simultaneamente.

Si conclude dunque che un materiale isolante può, non soltanto caricarsi, ma conservare la sua carica elettrica per un certo tempo; e poi finalmente perderla. In aria libera ed in condizioni normali, le polveri e l'umidità contribuiscono alla dissipazione della carica elettrica.

Verso gli inizi del secolo, certi scienziati, ed in modo particolare Gustave Le Bon, ottennero dei blocchi di dielettrici che conservavano la loro carica iniziale durante diciotto mesi.

I PRIMI ELETTRETI

Nel 1920, ad una riunione della Società giapponese di fisica e matematica, si trattò nuovamente dei dielettrici in grado di conservare una carica elettrica permanente. Dato che una calamita permanente è denominata magnete, un dielettrico a carica permanente, fu, analogamente, chiamato elettreto. Nel 1925, uno studio collettivo fu presentato da Motorato Oguchi, professore di fisica alla scuola superiore di marina di Tokio. Questo scienziato utilizzò vari composti di cere e di resine che sottopose ad un campo elettrico nelle condizioni che esponiamo.

Un recipiente metallico cilindrico V (figura 3), veniva posto su di un disco di metallo pesante P₁, che costituiva uno degli elettrodi del dispositivo. Questo, per mezzo di tre colonnine isolanti, era sistemato su di un altro disco metallico P, dotato di viti regolabili che permettevano la perfetta orizzontalità del recipiente V. Al di sopra di quest'ultimo era sospeso, per mezzo di tre fili isolanti collegati ad un cavo, un altro disco di metallo P₂, che costituiva il secondo elettrodo il cui diametro era leggermente inferiore al diametro interno del recipiente V. Il dispositivo di sospensione era

manovrato da un piccolo verricello e la centratura del disco P₂, in relazione al recipiente V, era regolata con cura particolare.

I due elettrodi erano collegati ad un generatore di alta tensione continua; l'operatore versava nel recipiente V un composto di cera e di resina fusa, in modo che questo fosse riempito fino al bordo. Il disco P₂ veniva abbassato fino a sfiorare la superficie del recipiente V e si azionava il generatore di alta tensione. La tensione era regolata in modo che non si producessero delle scariche, essa veniva applicata fino a che il composto di cera e di resina si fosse solidificato.

L'insieme isolante, divenuto un elettreto, veniva allora separato dalla sua forma, e la sua densità di carica superficiale veniva misurata con un metodo elettrometrico; era conservato avvolgendolo in carta stagnola sottile, cosa che cortocircuitava i suoi lati. Ne veniva liberato, periodicamente, solo per misurare il valore della densità di carica. Le misure successive rivelarono che, all'inizio, le cariche dei lati dell'elettreto erano di polarità inverse di quelle degli elettrodi al momento della carica; esse furono denominate «eterocariche».

Sparendo in poco tempo cedevano il posto a delle cariche con la stessa polarità di quella degli elettrodi e furono chiamate «omocariche» che crescevano ed infine si stabilizzavano. Queste cariche si mantenevano invariabili per tre anni.

Il fisico britannico Gemant riprese, nel 1934, i lavori di ricerca di Oguchi; provò differenti cere e resine e perfezionò il procedimento di carica. Ma, come il suo predecessore, non poté ottenere degli elettreti la cui durata di mantenimento della carica, cioè la durata di vita, fosse superiore a tre anni.

Così come era nel 1936, l'elettreto appariva piuttosto come una curiosità di laboratorio, poiché la sua ridotta durata non permetteva affatto di trovargli delle applicazioni. La rivista francese Radio, scomparsa da molto tempo, propose a quell'epoca, un elettrometro ed un microfono di cui l'elettreto costituiva l'elemento sensibile.

Ma sembra che nessuno di questi dispositivi sia mai stato commercializzato in quei tempi.

TRENT'ANNI PIU' TARDI

Dopo l'ultima guerra mondiale, i dielettrici solidi fecero dei considerevoli progressi. Certi ricercatori ripresero gli esperimenti di Oguchi e di Gemant. Varie ricerche furono intraprese di nuovo in diversi paesi: U.S.A. - Canada - U.R.S.S. particolarmente, senza che i loro risultati fossero rivelati fino a questi ultimi anni. Si deve alla potente ditta canadese Northern Electric Company la divulgazione dei documenti, grazie ai quali si è potuto esporre ai lettori questa realizzazione ed una delle prime applicazioni degli elettretti.

In primo luogo, furono provati differenti dielettrici moderni, e ciò permise di classificare i fenomeni osservati in tre categorie: polarizzazione normale, polarizzazione per assorbimento volumetrico e carica superficiale reale. Nel primo caso, la polarizzazione ha luogo durante l'applicazione del campo elettrico, ma non persiste se questo sparisce. Nel secondo caso, dove c'è analogia con la magnetizzazione permanente di un materiale — la polarizzazione è funzione dell'intensità e della durata di applicazione del campo, della temperatura e del dielettrico; essa persiste quando il campo è sparito. Nell'ultimo caso, la carica superficiale dipende dalla natura del dielettrico e dal numero dei portatori di carica che la raggiungono.

A loro volta, i dielettrici che permettevano di realizzare degli elettretti furono classificati in due categorie. Nella prima presero posto gli isolanti come il Teflon ed il polistirene, per i quali la polarizzazione per assorbimento è trascurabile, e quelli che riuniscono gli altri due metodi di polarizzazione precedentemente indicati. Quando questi due tipi di carica danno delle polarizzazioni opposte, la carica reale è quella che risulta dalle due. Un elettretto a lunga durata di vita è ottenuto quando la percentuale di decremento della carica, per i

due modi di cui abbiamo appena parlato, è lo stesso. In tutte queste prove, la carica superficiale fu giudicata predominante. Tra i dielettrici della seconda categoria furono classificati la cera di Carnauba (già utilizzata da Gemant), il mylar ed il policarbonato K-1.

Quanto ai procedimenti di polarizzazione, si determinò che era interessante rivestire uno dei lati dell'elettretto di un sottile strato metallico, che costituisce un elettrodo. L'elettretto, quando è pronto per essere caricato, viene collegato, per mezzo del suo lato non metallizzato, con la faccia isolante di una piastra di vetro-epoxy per circuiti stampati, il cui rivestimento di rame costituisce il secondo elettrodo (figura 4). Questa piastra, al momento del collegamento con l'alta tensione, evita la creazione di un arco distruttivo e, grazie alla sua polarizzazione per assorbimento, concorre alla formazione del campo elettrico elevato necessario affinché si produca un effluvio nello spazio d'aria che separa i due dielettrici. Questo fenomeno si produce in maniera erratica durante la durata della carica.

Si pensa che gli choc elettrici prodotti da questi effluvi siano favorevoli alla polarizzazione delle molecole del dielettrico che costituisce l'elettretto. Non è forse per la brusca scarica di una batteria di condensatori in un avvolgimento che si produce un impulso di campo magnetico potente e breve, che magnetizza un pezzo di materiale magnetizzabile e gli fa produrre in seguito un campo magnetico permanente?

Queste spiegazioni permetteranno di meglio comprendere non soltanto il cammino percorso dopo i lavori di ricerca di Oguchi e di Gemant, ma anche la tecnologia di realizzazione degli elettretti moderni.

FABBRICAZIONE DEGLI ELETTRETI

Preparazione della pellicola

Il materiale utilizzato è il policarbonato K-1. Dato che questo è fornibile solo in forma di granuli,

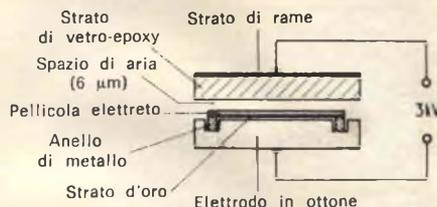


Fig. 5 - Il dispositivo di carica di una pellicola di dielettrico metallizzato su di un lato, utilizzato dalla Northern Electric Company, differisce da quello della figura 4 solo per dei dettagli. Un anello meccanico incollato alla pellicola è posto nella scanalatura circolare di un blocco di ottone che costituisce un elettrodo. Il lato non metallizzato della pellicola è in contatto con il lato isolante di una piastra con uno strato di vetro-epoxy il cui strato di rame costituisce il secondo elettrodo. Una tensione continua di 3 kV è applicata agli elettrodi mentre l'insieme deve essere portato a 120°C in un forno essiccatore.

esso viene dissolto, in proporzione del 15%, in toluene ad alta purezza. Dopo essere stata filtrata, la soluzione viene versata su di una delle facce di una piastra di vetro ottico, poi stesa, operazione che deve essere eseguita in una atmosfera priva d'impurità in modo da evitare qualsiasi contaminazione. Dopo la completa evaporazione del solvente, un anello metallico viene incollato sulla sottile pellicola, al fine di poterla maneggiare. Essa deve essere immersa in acqua distillata, e ciò permette di separarla dal suo supporto di vetro, quindi messa per



Due sperimentatori esaminano uno dei loro elettretti, che è appena stato oggetto di numerosi esperimenti.

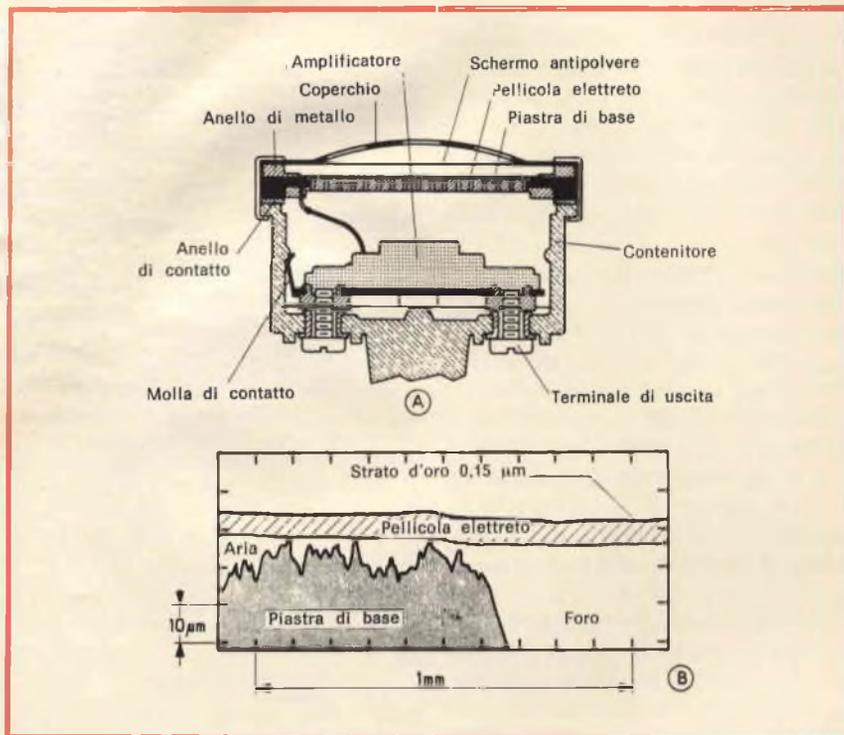
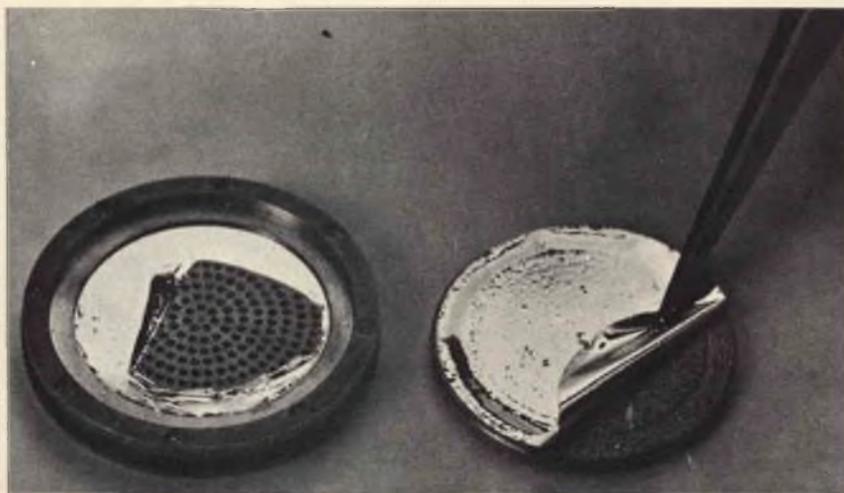


Fig. 6 - In questo spaccato di microfono a elettreto montato in una cornetta telefonica, si vede che la pellicola di dielettrico caricato — o elettreto — è in contatto con una piastra di base rugosa, provvista di fori, che costituisce l'elettrodo collegato all'amplificatore. Il lato metallizzato della pellicola è collegato alla massa (A). La sezione B mostra che le rugosità della piastra di base provocano la presenza di uno strato d'aria tra essa ed il lato non metallizzato della pellicola.

ventiquattr'ore in un forno di essiccazione a 150°C. Infine, la faccia dal lato dell'anello è rivestita, per mezzo di vaporizzazione sotto vuoto, di uno strato d'oro. L'insieme è allora pronto per essere caricato.

Procedimento di carica

La pellicola metallizzata viene collocata su di un elettrodo in ottone nel quale si è ricavata in precedenza una scanalatura per riceve-



Se non è montato su di un anello supporto, l'elettreto rappresentato a destra è delicato da maneggiare. Lo si vede, a sinistra, mantenuto tra questo anello e la piastra di base a fori, lo strato d'oro è al di sotto. La pellicola è stata strappata per meglio rivelare la costituzione dell'insieme.

re l'anello. Sulla sua faccia non metallizzata viene posata una piastra di vetro-epoxy la cui faccia superiore è provvista di uno strato di rame, che costituisce il secondo elettrodo. Dato che la faccia non ramata di questa piastra risulta non perfettamente liscia esiste dunque uno spazio d'aria tra di essa e la faccia non metallizzata della pellicola (figura 5). L'insieme è allora messo in un forno essiccatorio a 120°C; una tensione continua di 3 kV viene applicata agli elettrodi. Il campo elettrico iniziale è dell'ordine di 100 kV/cm nello spazio d'aria, 30 kV/cm nella pellicola e 18 kV/cm nella piastra di vetro-epoxy. La polarizzazione delle molecole di policarbonato non viene ottenuta immediatamente, dato che i dielettrici sono assorbenti. Come si è visto precedentemente, il campo nello spazio d'aria cresce con la polarizzazione, fino a che si produce un effluvio grazie al quale delle cariche sono depositate sulla superficie della pellicola. Poi decresce, ed il processo ricomincia fino alla saturazione della polarizzazione. L'insieme è, allora, riportato alla temperatura ambiente senza interrompere l'applicazione dell'alta tensione.

Montaggio

La pellicola caricata, che è ormai un elettreto, deve essere dotata, per la sua utilizzazione, di un secondo elettrodo. Si incolla dunque sulla sua faccia metallizzata una piastra metallica anulare, il fissaggio viene effettuato sul suo bordo in modo che la pellicola, leggermente tesa, possa spostarsi verticalmente. Una volta effettuato il montaggio, vengono tolti l'anello e l'eccesso di pellicola sul contorno: l'insieme si presenta come un cilindro piatto. La densità di carica è allora misurata e, se necessario, ridotta e stabilizzata ad un valore determinato. Questa operazione viene eseguita mantenendo l'insieme per duecento ore in un forno essiccatorio a 90°C.

Influenza dell'umidità

La polvere e l'umidità agiscono, è risaputo da molto tempo, come

dissipatori di cariche elettriche. L'elettreto ha dunque dovuto essere studiato tenendo conto dell'influenza di questi agenti. Dato che è possibile sottrarlo alla prima, gli esperimenti sono stati indirizzati sugli effetti dell'umidità. Sono stati perciò utilizzati degli elettreti a pellicola in poliestere, di cui è stata misurata la densità di carica, durante un periodo di circa due anni, in funzione della percentuale di umidità. Questi esperimenti hanno dimostrato che, per una percentuale massima del 60%, la carica cadeva ad un terzo del suo valore iniziale. Poi la decrescenza diminuiva con la diminuzione della percentuale e non subiva che delle deboli variazioni, perfino quando la percentuale ricominciava a crescere.

Per quanto concerne il policarbonato K-1, che si è rivelato meno sensibile agli effetti dell'umidità, non si sono eseguiti esperimenti per un tempo sufficientemente lungo perché sia possibile trarne delle conclusioni definitive. Tuttavia, è stato paragonato al Teflon FEP utilizzando un procedimento particolare. Si sono realizzati due elettreti con questi dielettrici e caricati in maniera tale che le loro densità di carica risultassero identiche. Essi sono stati poi immersi nell'acqua e fatti seccare in modo naturale. La densità di carica di ciascuno misurata periodicamente durante otto mesi, è stata confrontata; si è potuto concludere che il primo di questi dielettrici «ricuperava» una maggior parte della carica iniziale nei confronti dell'altro.

MICROFONI A ELETTRETI

Se si paragona un microfono a condensatore a quello che si può realizzare con un elettreto, si può osservare che il secondo non richiede più la fonte di tensione continua necessaria al primo, che è generalmente di 250 V, poiché il suo dielettrico è polarizzato in permanenza. Si è dunque, di conseguenza, previsto di utilizzarlo per rimpiazzare il microfono a carbone, il cui principio fu scoperto nel 1856 dal francese Th. du Moncel, che venne poi realizzato contemporaneamente dall'inglese Hughes e dall'americana Edison.



Pezzi che costituiscono un microfono a elettreto: da destra a sinistra, il coperchio, l'elettreto montato (la cui metallizzazione riflette parzialmente l'immagine del coperchio), la piastrina che regge l'amplificatore, il contenitore e l'anello di fissaggio.

Struttura

Lo spaccato di fig. 6 rappresenta il microfono per apparecchio telefonico realizzato dalla Northern Electric Company. Il suo elettreto è una pellicola di policarbonato K-1 a forma di disco, il cui spessore è di circa 7,5 micrometri, metallizzato su di un lato. Su questo è collocato un anello isolante in vetro-epoxy. L'altro lato della pellicola è incollato sul bordo di una piastra circolare in ottone, con 260 fori del diametro di 1 mm il cui lato superiore è stato preventivamente reso rugoso da una sabbatura poco uniforme. A causa di queste rugosità, esiste dunque uno strato d'aria tra la pellicola e la piastra, che è in genere di uno spessore quasi simile a quello della pellicola. Sopra l'elettreto è collocato un sottile schermo antipolvere,

in polietilene. L'insieme viene poi inserito in una cornetta telefonica.

Quindi parlando normalmente al telefono, le vibrazioni dell'aria fanno variare il condensatore che è l'elettreto montato come si è visto prima. A causa del campo elettrico permanente esistente, le variazioni di capacità sono commutate in variazioni di tensione, che si può raccogliere ai capi di una resistenza di carico. Tenuto conto dell'alta impedenza del condensatore, questo deve essere di valore elevato. Tuttavia, bisogna considerare che l'impedenza di una linea telefonica è debole, e d'altra parte che le tensioni prodotte dal microfono a elettreti sono più basse che quelle di un microfono a carbone. Per queste ragioni, l'elettreto è collegato ad un amplificatore a transistori, il cui guadagno è di 20 dB, ed il cui schema è rappresentato in fig. 7.

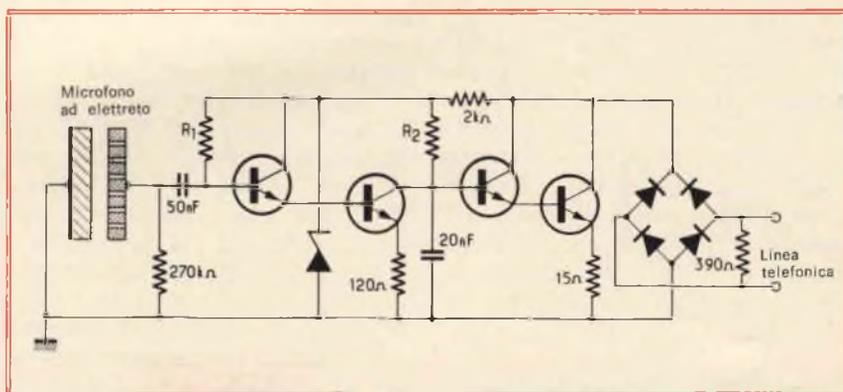


Fig. 7 - L'amplificatore, di cui il primo ed il terzo transistor sono riuniti in un solo contenitore, è a collegamenti diretti. Vi si nota la presenza di un diodo Zener stabilizzatore e di un ponte di diodi grazie al quale il senso di collegamento della linea telefonica è indifferente.

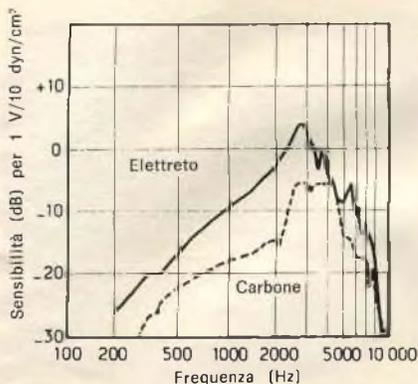


Fig. 8 - Paragonando le curve di un microfono a elettreto e di uno a carbone si può constatare che ad uguaglianza di eccitazione, il primo fornisce, fino a più di 7.000 Hz, una tensione superiore a quella del secondo. Si noterà che 10 dyn/cm² corrispondono a 1 Pa (Unità internazionale) o a 10 mgf/cm² (vecchia unità).

Come si può notare, le variazioni di tensione dell'elettreto sono raccolte ai terminali di un resistore di carico di 270 kΩ ed applicate alla base del transistor d'ingresso a mezzo di un condensatore da 50 nF. L'amplificatore, realizzato con dei componenti microminiaturizzati, può facilmente essere inserito nel contenitore di un apparecchio telefonico. Questa operazione non richiede alcun commento, se non il valore, regolato per ogni insieme, dei resistori R₁ ed R₂ usati per normalizzare la tensione di uscita. Questa necessità è dovuta al fatto che la densità di carico varia un poco da un elettreto all'altro.

L'amplificatore fornisce una tensione identica a quella di un microfono a carbone. Inoltre, esso adatta l'alta impedenza dell'elettreto alla bassa impedenza della linea telefonica. Si noterà, alla sua uscita, la presenza di un ponte di diodi che evita, al momento del collegamento alla linea, di ricercare le polarità. Aggiungiamo che nulla si opporrà a che l'amplificatore sia realizzato con circuiti integrati quando il microfono a elettreti avrà sostituito definitivamente quello a carbone.

Caratteristiche elettro-acustiche

Se si esaminano le curve, rilevate nelle medesime condizioni, del microfono a elettreti e del classico mi-

crofono a carbone (figura 8), si constata, per prima cosa, che il primo produce, in quasi tutta la gamma delle frequenze vocali, una tensione superiore a quella del secondo. Verso 3.000 Hz, esso presenta una punta più accentuata, e la sua curva non si sovrappone a quella del secondo che a partire da 8.000 Hz.

D'altra parte, la percentuale di distorsione armonica del microfono a elettreti è inferiore a quella del microfono a carbone. Ne risulta una migliore intelligibilità della voce umana, accresciuta dal livello superiore alle frequenze elevate. In confronto, esso produce, alle intensità sonore elevate, un maggiore rumore di fondo, ciò che è dovuto alla caratteristica di transfert lineare dell'amplificatore. Questo difetto può essere corretto, rendendo la suscettività caratteristica non lineare.

L'influenza della lunghezza della linea telefonica è trascurabile con il microfono a elettreti mentre con il microfono a carbone, una lunga linea produce una attenuazione di 8 dB paragonabilmente ad una linea corta. Se ci si ricorda che una diminuzione di intensità sonora di 3 dB è valutata dall'orecchio umano, appare evidente che l'uso del microfono a elettreti sarà senz'altro vantaggioso.

Durata di vita

Questa caratteristica è una delle più importanti poiché si tratta di un dispositivo che deve dare dei risultati stabili nel tempo. Per estrapolazione dei valori di misura rilevati in condizioni diverse è stato possibile dedurre che la sensibilità del microfono a elettreti non varierebbe di più di 1 dB, alla temperatura ambiente di 30°C, durante ... 500 anni. Ammettendo che questa longevità sia solamente di un secolo, ciò che corrisponderebbe a tre generazioni umane, un elettreto fabbricato oggi giorno funzionerebbe dunque correttamente nell'anno 2073, epoca prima della quale le comunicazioni telefoniche tra individui avranno subito un mutamento che è impossibile immaginare.

IL FUTURO

E' evidente che, nello stato attuale, il microfono a elettreti è suscettibile di perfezionamento. Fin da ora è stato impiegato, a titolo sperimentale, come ricevitore telefonico.

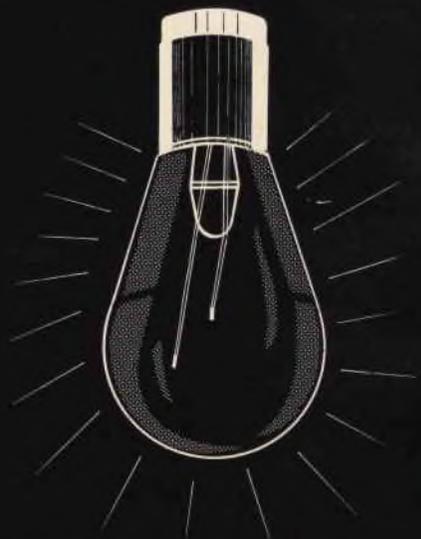
Tuttavia, rispetto ad un ricevitore telefonico usuale che esige solamente 2 V, bisogna applicargli una tensione cento volte superiore per ottenere il medesimo risultato. Tenuto conto della bassa intensità richiesta, un amplificatore a transistori può agevolmente fornire questa tensione.

Così com'era previsto, dal momento in cui i ricercatori sono venuti a conoscenza dei primi lavori intrapresi sugli elettreti, si sono affrettati a riprodurli e a dedicarsi a numerosi esperimenti con altri materiali. Se si giudica da articoli apparsi, su riviste americane, sarebbero già stati ottenuti dei risultati promettenti. E' così che gli elettreti sarebbero realizzati con dei nuovi polimeri e delle ceramiche, con o senza riscaldamento, sotto l'influenza di un campo elettrico continuo. Le loro caratteristiche sarebbero differenti se sono sottoposti a delle radiazioni, visibili o invisibili. Certi elettreti, nella cui composizione entrerebbero dei solfuri, del cloruro di argento, dell'antracene, sarebbero sensibili alla luce. Altri presenterebbero degli effetti piezo-elettrici, cosa che permetterebbe di impiegarli come trasduttori per la misura di forze, di pressioni, di accelerazioni. Altri ancora, elaborati sotto le influenze combinate del calore e di un campo magnetico, manifesterebbero delle nuove proprietà. Bisogna credere che si è trattato di una vera corsa precipitosa sull'elettreto, poiché nel rendiconto dell'ultimo simposio della Electrochemical Society americana, 160 pagine di un libro sono consacrate a questo solo soggetto.

Per concludere, un'ultima notizia: un nuovo circuito integrato lineare, il TAA 970, è stato realizzato. Questo, destinato ad essere incorporato in un apparecchio telefonico, sarebbe utilizzabile con delle capsule microfoniche piezoelettriche od elettrodinamiche.

Sebbene sia conosciuta da moltissimi anni, la «luce nera» chiamata più scientificamente «Luce di Wood» provoca sempre lo sbalordimento generale quando è impiegata come luce di attrazione.

Nell'articolo analizziamo dal lato tecnico questa particolare luce tanto più che è tornata di attualità. Le luci di attrazione, infatti, fanno parte di una moda che si afferma sempre più dopo l'avvento della «musica pop». Basti pensare al «boom» che hanno avuto le luci psichedeliche.



LA LUCE NERA

di F. BRAMBANI

La luce nera fa parte della radiazione ultravioletta. A tale riguardo rammentiamo che si trovano, in effetti, da una parte e dall'altra dello spettro visibile della luce, delle radiazioni invisibili all'occhio umano, ma di cui è facile rivelare la presenza. Gli infrarossi sono situati, come indica il loro nome, proprio al di sotto dei raggi di colore rosso. Gli ultravioletti si trovano al di sopra della radiazione violetta. Quando diciamo «al di sopra» e «al di sotto» dobbiamo comprendere che parliamo di lunghezza d'onda. Per comprendere ancora meglio, è sufficiente osservare la figura 1 che mostra l'insieme delle radiazioni conosciute a tutt'oggi, e la loro posizione le une rispetto (in rapporto) alle altre.

Quando la lunghezza d'onda aumenta, la frequenza diminuisce, e viceversa. Le lunghezze d'onda degli ultravioletti sono situate tra 4.000 Å e 2.000 Å (Å = Angstrom, unità di lunghezza il cui valore è di 1/10.000 micron). La luce nera è situata nei raggi ultravioletti di grande lunghezza d'onda, chiamati anche ultravioletti «mollini». Diciamo ancora, per terminare nell'identificazione della radiazione, che è di frequenza molto elevata, cioè intorno a 10^{15} Hz (cioè 1.000.000.000.000.000 Hz!).

Gli effetti dei raggi ultravioletti «mollini», sul piano visivo, sono i risultati di reazione sui corpi irradiati, poiché la radiazione per se stessa non può essere percepita dall'occhio umano. La proprietà della luce nera è di eccitare delle fluorescenze che principalmente si trovano sulle materie organiche, con il risultato che questi corpi emettono una luce.

Da ciò si comprende l'interesse di questo dispositivo che è estremamente attraente. La carta, certi tessuti, certe pitture, sottoposte a questa luce, risultano con un bianco immacolato. Questa tecnica è adot-

tata in numerosi locali notturni, night clubs, su certi scenari di spettacoli e nella pubblicità.

La «luce nera» però non è utilizzata unicamente nelle applicazioni per lo spettacolo o la pubblicità. Al di fuori dell'attrazione visiva, i raggi ultravioletti «mollini» rendono dei grandi servizi nei laboratori, con certe applicazioni su dei microscopi specialmente studiati. Delle analisi scientifiche utilizzano questa radiazione, come lo fanno degli esperti per l'identificazione di alcune sostanze o..... di tele di grandi maestri della pittura. Insomma, la «luce nera» è una radiazione dai molteplici impieghi.

La «luce nera» si chiama anche «luce di Wood» poiché le fonti che la producono debbono obbligato-

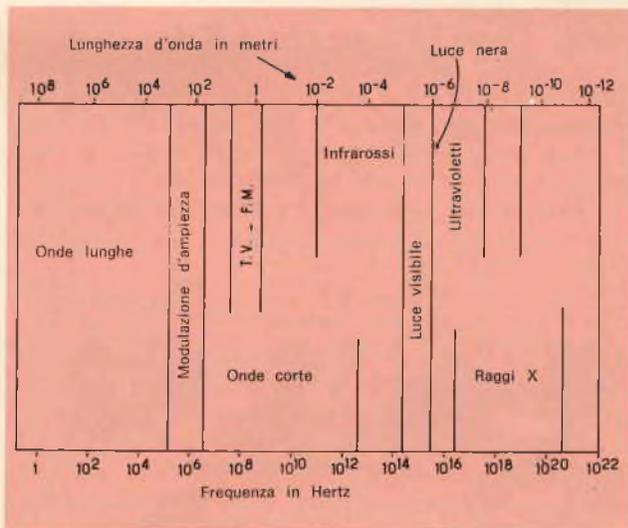


Fig. 1 - Scala di radiazione, dove sono situati i differenti spettri.

riamente essere circondate da uno schermo che non lascia filtrare che gli ultravioletti, sopprimendo totalmente la radiazione visibile.

Questo schermo è costituito in pratica da del «vetro di Wood». Wood è il nome di un fisico americano (Robert Williams Wood) nato nel 1868 e morto nel 1955, che consacrò la maggior parte del suo lavoro alla ottica, alla spettroscopia, ed agli effetti degli infrarossi e degli ultravioletti. Questo fisico ha ottenuto degli alti riconoscimenti per i suoi lavori e le sue ricerche nel metodo della diffrazione per la fotografia a colori.

Nel riassunto di queste generalità tecniche, noi possiamo dire che la «luce nera» o «luce di Wood» è una radiazione che rende luminescenti numerose sostanze, e la sua propagazione non essendo percepibile all'occhio umano rende gli effetti estremamente attraenti sul piano visivo.

LE FONTI ELETTRICHE DI LUCE NERA

Il sole emette dei raggi ultravioletti, ma le applicazioni delle quali noi parleremo sono tutte fatte a base di sorgenti artificiali elettriche. Le sorgenti sono dei tubi o delle lampade, e si può dire, in modo generale, che la luce nera è accessibile a tutti. Studieremo dunque gli apparecchi disponibili sul mercato, destinati a produrre la luce nera.

Il mini-tubo: questo elemento è relativamente nuovo. Lo chiamiamo così a motivo della sua forma, ed è prodotto da diverse grandi case di apparecchiature elettriche. Nondimeno, la sua concezione tecnica e la sua utilizzazione non si accostano per niente ai tubi fluorescenti. Il «mini-tubo» si collega direttamente alla tensione di rete a 220 V, per mezzo di un semplice portalampane a vite. La sua potenza assai debole (6

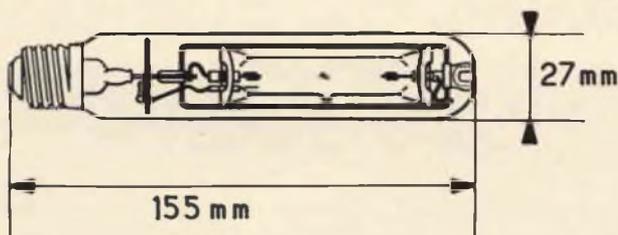


Fig. 2 - Il mini-tubo, elemento di luce nera con una potenza di 6 W.



Fig. 3 - Sezione di un tubo per la produzione di luce nera.

W), lo limita ad essere destinato a delle utilizzazioni domestiche (piccoli locali d'appartamento) od ancora più ridotte (nicchie con mensole, piccole vetrine ecc.) (vedi figura 2).

I tubi fluorescenti: Si tratta in questo caso della fonte più classica al momento attuale. Due tipi sono venduti sul mercato: un modello da 20 W, di 60 cm di lunghezza, ed un modello da 40 W di 120 cm di lunghezza. Si tratta di tubi fluorescenti realizzati in vetro di Wood. Il loro funzionamento è dunque lo stesso di quello di un tubo ordinario, di cui la figura 3 ci mostra la concezione. E' indispensabile disporre di una apparecchiatura per la messa in funzione di questo tipo di elemento. In effetti, in una lampada a «starter» è necessaria una sovratensione per l'accensione e la si ottiene dopo il riscaldamento degli elettrodi per interruzione dello «starter» (effetto di auto-induzione). L'accensione si ottiene in circa tre secondi.

VANTAGGI DEI TUBI

Essi possono funzionare in qualsiasi posizione. La loro accensione è quasi istantanea. Sono poco costosi per il ricambio.

INCONVENIENTI DEI TUBI

La loro potenza di radiazione è forse un poco debole, soprattutto in rapporto alle sorgenti più recenti (vedi figura 4).

E' necessaria un'apparecchiatura ingombrante, che aumenta anche il prezzo d'acquisto.

Sono fragili a motivo della loro forma e del loro ingombro.

Le lampade «125 W»: questa fonte è forse la più interessante per quanto concerne la sua utilizzazione. Le lampade «125 W» sono abbastanza diffuse. Sono delle lampade a vapori di mercurio il cui funzionamento è ottenuto dalla produzione di una scarica, come nei tubi fluorescenti. In figura 5 è visibile lo schema di una lampada fluorescente «palloncino» con la sua apparecchiatura.

La scarica si produce all'interno del piccolo tubo (in materiale resistente al calore dissipato) contenente un po' di metallo che volatilizza sotto forte pressione. Sono da segnalare degli aspetti particolari del funzionamento di questo genere di lampade: è necessario un ballast per l'avviamento ed è preferibile un condensatore (anche se non è obbligatorio) per il coefficiente di potenza. Dopo lo spegnimento bisogna attendere qualche minuto per ottenere una nuova accensione, poiché il mercurio deve riprendere il suo stato iniziale (non vaporizzato).

Il rendimento di una simile lampada è estremamente importante, e procura in tutti i casi una radiazione «luce nera» molto intensa (anche senza condensatore). Questa installazione è molto economica, soprattutto tenendo conto del suo rapporto efficacia/prezzo.

VANTAGGI DELLE «125 W»

- Rendimento unico.
- Ricambio della lampada poco costoso.
- Facilità di impiego con riflettori standard.
- Funzionamento in tutte le posizioni.

INCONVENIENTI

Rendimento non immediato (poiché occorrono da due a tre minuti perché la lampada 125 W produca il suo irraggiamento in maniera completa).

Riaccensione non istantanea (dopo due o tre minuti).

Le lampade 175 W luce nera: L'elemento più moderno del mercato è una lampada a vapore di mercurio, di una potenza di 175 W il cui funzionamento è molto interessante, poiché non necessita di alcuna apparecchiatura. La lampada si collega direttamente sulla rete 220 a 240 V. Essa necessita, come il modello 125 W, di qualche minuto, per produrre, al cento per cento, il suo irraggiamento.

Questa novità è utile, grazie al suo prezzo abbastanza ridotto, a tutti coloro che desiderano utilizzare una fonte dal buon rendimento per la propria abitazione, o per delle utilizzazioni nelle quali l'apparecchiatura è un inconveniente, tanto sul piano del costo quanto sul piano dell'ingombro.

Le lampade «175 W luce nera» sono in compenso meno indicate per le installazioni ad impiego quasi permanente, poiché il ricambio (dopo normale usura) viene a costare come una installazione completa.

VANTAGGI

- Nessuna apparecchiatura.
- Potenza massima raggiunta in una sola fonte.
- Prezzo di costo assai ridotto.

INCONVENIENTI

Ricambio costoso.

Posizione verticale quasi obbligatoria perché in tutte le altre posizioni, questa lampada si spegne e si riaccende periodicamente, con intervalli da quattro a sei minuti circa.

Rendimento non immediato (tre minuti).

Riaccensione istantanea impossibile (dopo due o tre minuti).

Abbiamo fatto una panoramica delle sorgenti elettriche di luce nera disponibili sul mercato. Tutte sono realizzate, tecnicamente, secondo dei principi simili:

- Vapore di mercurio.
- Vetro di Wood (cioè vetro ricoperto di ossido di nichel).
- Alimentazione 220 V (o 110 V).

La scelta deve essere effettuata, in funzione degli impieghi di ciascuno, considerando tutti gli elementi qui sopra enunciati.

Ma bisogna ancora ricordare che una installazione di luce nera è valida solo se nel locale vi sono degli elementi che reagiscono in buone proporzioni. Se il luogo

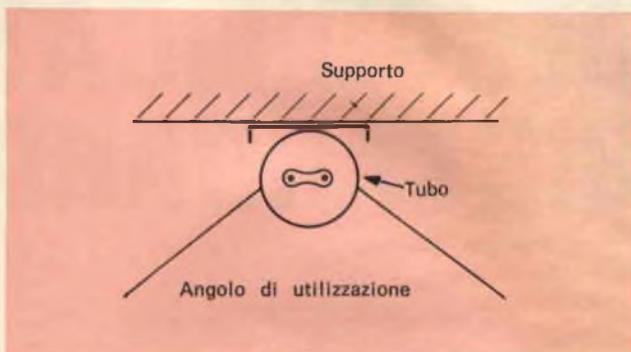


Fig. 4 - Tubo visto in sezione sul suo supporto. Considerando l'angolo che sarà utilizzato, in una camera normale, ci si accorge che quasi i tre quarti della radiazione sono sciupati. E' questo uno dei maggiori inconvenienti di questo dispositivo.

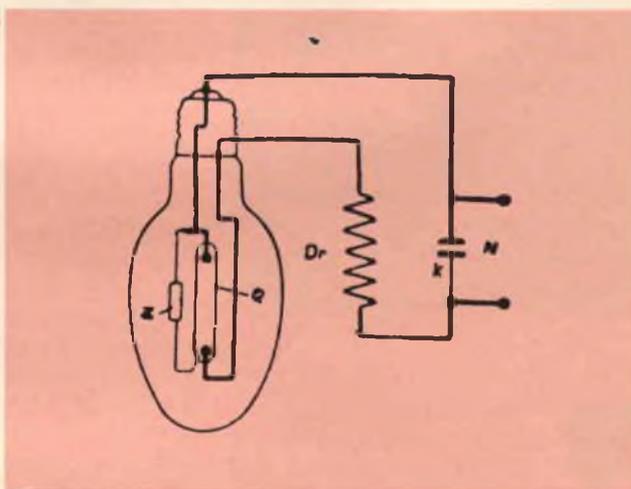


Fig. 5 - Schema di principio di una lampada fluorescente a palloncino. Q = bruciatore a mercurio. Z = Resistenza di accensione. Dr = Induttanza da 220 - 240 V (eventuale trasformatore per 120 V). K = Condensatore di compensazione. N = Rete.

è pubblico, e frequentato da parecchie persone, ci saranno poche disposizioni da prendere. In effetti, i vestiti delle persone presenti saranno sempre di natura sufficientemente varia da permettere degli effetti appariscenti. Altrimenti, delle tappezzerie in semplice carta bianca potranno costituire degli eccellenti supporti per questo effetto speciale. Delle vernici appropriatamente realizzate reagiscono ugualmente alla luce di Wood.

CONCLUSIONE

Grazie ad una installazione semplice, ad un prezzo ragionevole, numerosi utilizzatori potranno creare degli effetti luminosi molto attraenti, rinnovabili con poca spesa. Inoltre, alcuni dilettanti potranno con degli elementi come i mini-tubi, per esempio, sfruttare le proprietà della luce nera per osservare dei dipinti, per l'esame di rocce ecc.

Infine, la luce nera produrrà sulle scene pop, i più psichedelici effetti.

DECODIFICATORI BISTANDARD

SECAM E PAL/SECAM

di L. CASCIANINI

Presentiamo un prototipo di decodificatore bistandard SECAM e PAL/SECAM realizzato dal Laboratorio Applicazioni della Philips-Elcoma. Il decodificatore è realizzato con soli quattro circuiti integrati.

Il decodificatore bistandard SECAM e PAL/SECAM descritto è realizzato con quattro soli circuiti integrati. Essi consentono:

- 1 - la decodificazione sistema SECAM
- 2 - la decodificazione «bistandard» PAL/SECAM, con l'aggiunta di un solo C.I. avente funzioni d'impiego specifiche del sistema PAL.

I tre circuiti integrati per il decodificatore SECAM, indicati coi simboli TCA 640, TCA 650, TCA 660, consentono infatti di effettuare tutte le operazioni di decodifica di un segnale codificato SECAM e, con l'aggiunta del C.I. TBA 540, (combinazione di riferimento - Sistema PAL), anche tutte le operazioni di decodifica di un segnale codificato PAL.

In fig. 1 è riportato lo schema a blocchi di questo decodificatore bistandard.

La funzione di identificazione del sistema SECAM è effettuata dal C.I. TCA 640, mentre la funzione d'identificazione del sistema PAL è effettuata dal TBA 540.

La complessità circuitale del decodificatore «bistandard» PAL/SECAM rispetto al decodificatore a C.I. SECAM è limitata ad un solo C.I. e ad un numero abbastanza ristretto di componenti passivi esterni.

Il TCA 660 non effettua, in realtà, funzioni di decodificazione, ma posto a valle del vero e proprio decodificatore, effettua tutte le regolazioni dei segnali di luminanza e di cromaticità (contrasto, saturazione e luminosità), funzioni cioè, comuni ad entrambi i sistemi.

Il decodificatore fornisce in uscita il segnale di luminanza e i tre segnali di differenza di colore. Questi vengono inviati, attraverso accoppiamento capacitivo, alla matrice RGB a componenti discreti e transistori (un BC 148 e tre BC 158). Essa pilota tre stadi finali equipaggiati con transistori BF 337. Il reinserimento della tensione continua è effettuato mediante un circuito «clamp» (tre BC 148 e uno zener BZY88/6C2).

Le funzioni dettagliate effettuate dai circuiti integrati sono le seguenti:

TCA 640 -

Combinazione cromaticità

- amplificatore di sottoportante di cromaticità
- amplificatore a guadagno controllato dalla tensione di C.A.C. per segnale PAL
- amplificatore limitatore per segnale SECAM
- circuito di cancellazione

- circuito di controllo automatico di colore
- circuito-porta del burst
- flip-flop a frequenza H/2 (15625/2)
- colour killer
- Circuito di identificazione SECAM
- circuito di commutazione di sistema.

TCA 650 -

Demodulatore colore PAL/SECAM

Funzioni comuni al SECAM e al PAL:

- un demodulatore (R-Y)
- un demodulatore (B-Y)
- un commutatore.

Per il PAL:

- un circuito matrice per i segnali diretto e ritardato.

TCA 660 -

Regolatore

Tutte le funzioni sono comuni sia al SECAM che al PAL;

Circuito di luminanza:

- regolazione di luminosità e di contrasto per variazione di tensione continua
- circuito di mantenimento del livello del nero
- circuito di cancellazione e reinserimento di un livello costante durante il ritorno di riga.

Circuito di cromaticità:

- regolazioni di saturazione e di contrasto per variazione di tensione continua
- amplificatore (R-Y)
- amplificatore (B-Y)
- amplificatore (G-Y)

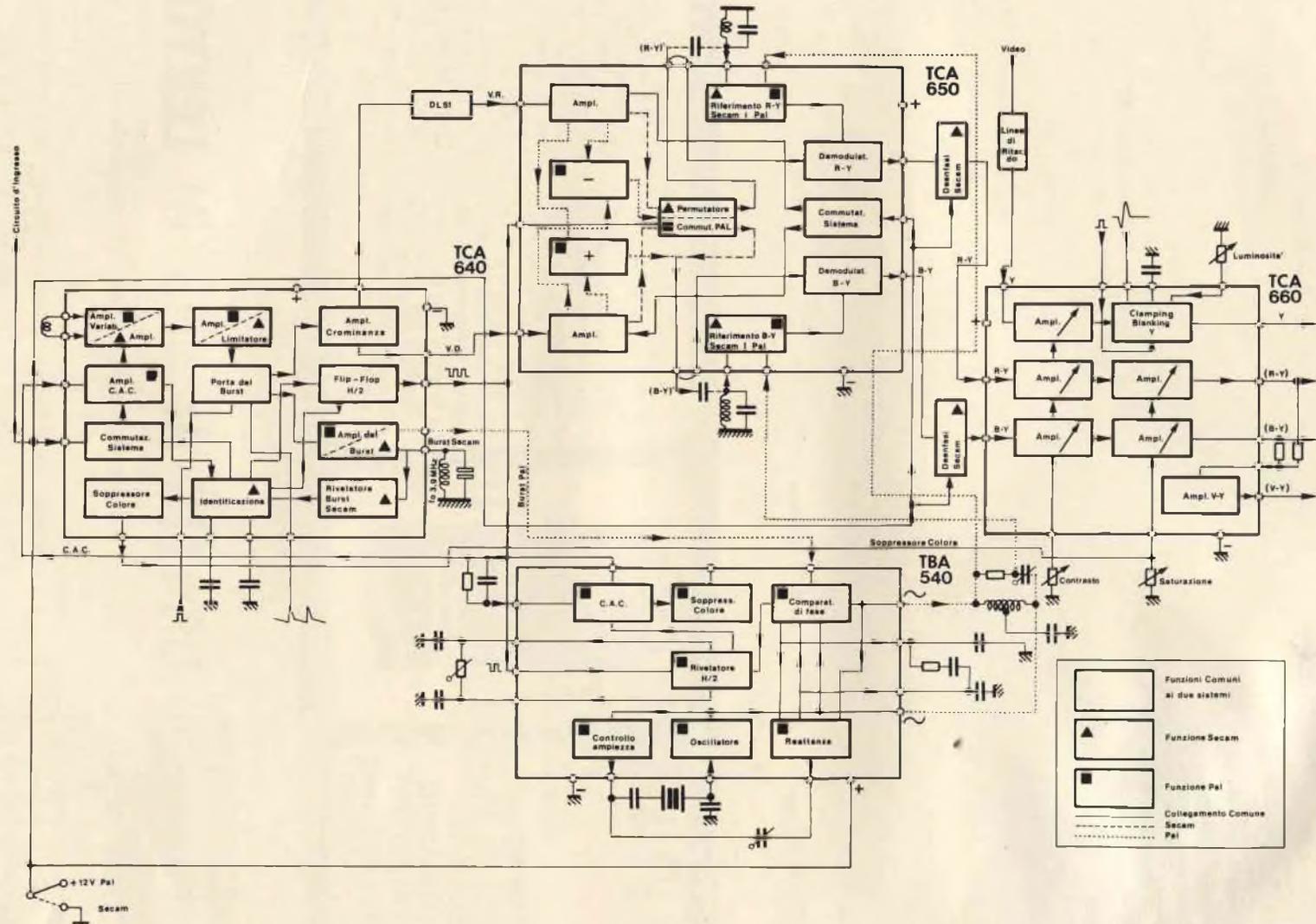


Fig. 1 - Schema a blocchi del decodificatore SECAM e PAL/SECAM funzionante con i circuiti integrati TCA 640, TCA 650, TCA 660 e TBA 540.

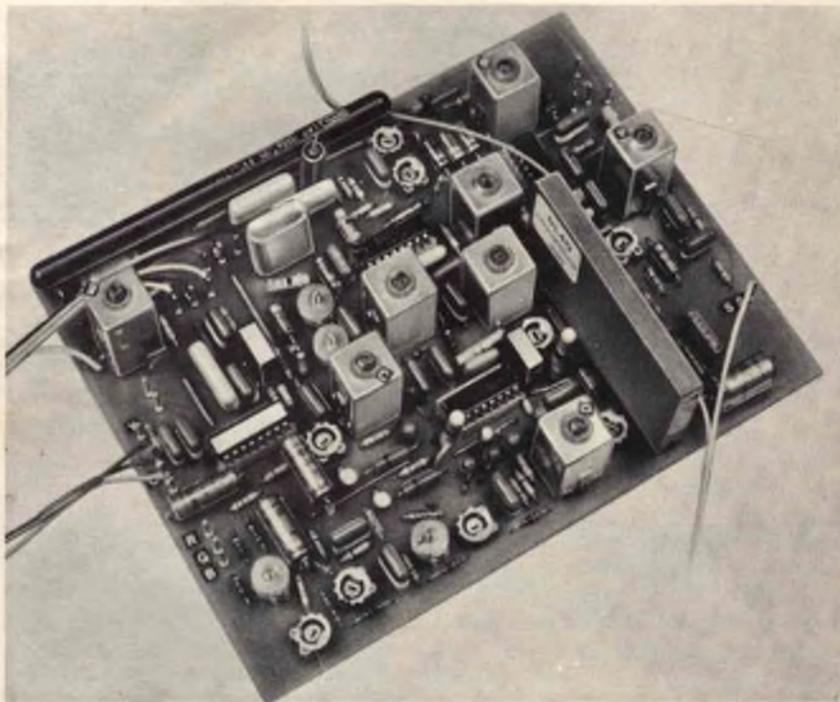


Fig. 2 - Prototipo di laboratorio del decodificatore SECAM e PAL/SECAM.

TBA 540 - Generatore di riferimento

Tutte le funzioni sono specifiche del PAL;

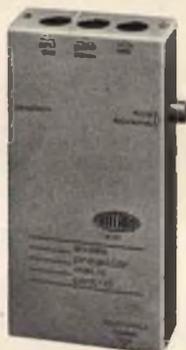
- oscillatore a quarzo, sincronizzato in fase.
- comparatore di fase tra l'oscillazione fornita dall'oscillatore e il burst.
- demodulatore sincrono funzionante a metà della frequenza di riga che fornisce i livelli di tensione per:
 - identificazione PAL
 - C.A.C.
 - colour killer.

In fig. 2 è riportato un prototipo di decodificatore SECAM e PAL/SECAM realizzato nel Laboratorio Applicazioni Elettroniche della Philips-Elcoma.



UK 871

**COMANDO
AUTOMATICO
DEI PROIETTORI
PER DIAPOSITIVE**



L'UK 871 permette di effettuare, oltre al comando a distanza del proiettore, il commento sonoro e vocale delle diapositive, con perfetto sincronismo. Questo dispositivo ha la particolarità di disporre di un oscillatore di bassa frequenza incorporato e, in tal modo, costituisce un'apparecchiatura completa ed indipendente.

Il valore della frequenza dell'oscillatore è stato scelto in modo da evitare che il passaggio da una diapositiva all'altra possa avvenire in seguito a delle frequenze spurie che siano presenti nel commento sonoro. Per l'alimentazione di questo apparecchio si consiglia l'UK 695.

**Prezzo netto imposto
L. 5.500**



GRATIS AI NOSTRI LETTORI

Presentando questo tagliando alla biglietteria del

« HIGH FIDELITY 1973 »

Milano, P.za 6 Febbraio - Dal 6 al 10 settembre 1973

si riceve un biglietto per l'ingresso alla Mostra offerto da:

SPERIMENTARE - SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV

L' oscillografo costituisce attualmente uno strumento di primaria importanza non soltanto per i laboratori, gli istituti di ricerca e per i vari settori dell'industria, ma rappresenta ormai un elemento indispensabile anche nella attrezzatura di laboratorio del semplice riparatore di radio televisione.

Questo articolo non si propone tuttavia di illustrare l'impiego dell'oscillografo, nei diversi campi, ma desidera soltanto dimostrare come sia possibile registrare i risultati emessi dall'oscillografo in modo da poter in seguito elaborare confronti od analisi.

Negli ultimi dieci anni la registrazione fotografica di tali dati ha avuto largo impiego. Per questo motivo alcune Case produttrici di oscillografi hanno pensato bene di fornire, insieme all'oscillografo, anche il dispositivo per la registrazione fotografica, che è però unicamente adattabile all'oscillografo in questione.

Il problema dell'adattamento del dispositivo fotografico all'oscillografo è ormai quasi del tutto superato, anche se non sono ancora state create delle misure standard per l'attacco.

Questo tubo di adattamento ha un ruolo molto importante poiché ha il compito di garantire risultati fotografici ottimali. Le tecniche di ripresa seguono differenti sistemi che variano a seconda della pellicola usata e dell'attacco vero e proprio, e cioè: sistema polaroid; riprese singole su pellicola 35 mm.; riprese in serie su pellicole 35 mm.; riprese con sistema di riflessione di dati supplementari sullo stesso negativo ed infine riprese con avanzamento continuo della pellicola 35 mm.

La Robot fornisce un'apparecchiatura polaroid per la fotografia agli oscillografi molto economica e molto semplice nell'uso (fig. 1). Il tubo è di polistirolo ed è munito di una finestrina che permette di avere una visione diretta dell'oscillografo, anche durante le riprese. La fotocamera con obiettivo a fuoco fisso 1 : 4,5/60 mm è montata fissa sul tubo. La scala di riproduzione di 1 : 0,7 invariabile. Il formato del fotogramma è di 6,4 x 8,3. Grazie ad una vasta gamma di adattatori tale dispositivo è applicabile a tutti gli oscillografi ed apparecchi ultrasonici in commercio.

Su dispositivi di registrazione più grandi e più costosi è spesso possibile l'osservazione dell'oscillografo mediante un sistema di specchi incorporati, che offrono il vantaggio di una osservazione senza perdite di luce e libera da parallasse (fig. 2).

Gli otturatori a tendina o magnetici permettono anche lo scatto a mezzo comando Trigger. Il formato del negativo è di 8 x 10. Grazie al sistema di sostegno girevole per le cassette, le riprese possono venire effettuate sia nel formato verticale che orizzontale.

Le attrezzature di riproduzione polaroid sono predisposte soltanto per un tipo di pellicola (polaroid), ed è quindi impossibile poterle usare con pellicole di altro tipo. Esiste però una eccezione: si tratta del dispositivo di registrazione della TEKTRONIX, sul quale può venire adattata una piastrina supplementare Robot, piccolo formato, al posto della fotocamera polaroid. Diventa così possibile applicare le fotocamere di registrazione per pellicola 35 mm con formati del negativo 24 x 24 mm e 24 x 36 mm.



Apparecchiatura Robot e sistema Polaroid per fotografie di oscillogrammi con finestra per l'osservazione diretta dello oscillografo.

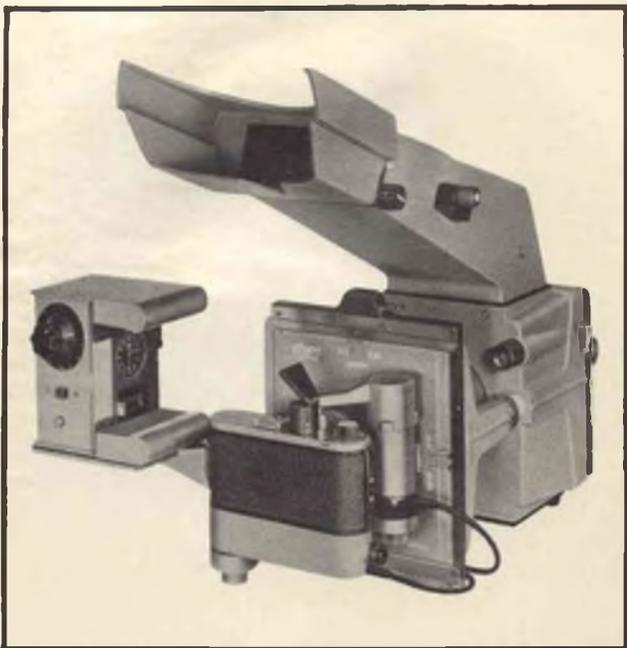
LA FOTOGRAFIA DEGLI OSCILLOGRAMMI

del dott. Alberto GRECO

Possono inoltre venire usati tutti gli altri apparecchi fotografici Robot, ad esempio quelli con sistema di riflessione per la registrazione di dati supplementari o gli apparecchi fotografici con avanzamento continuo della pellicola.

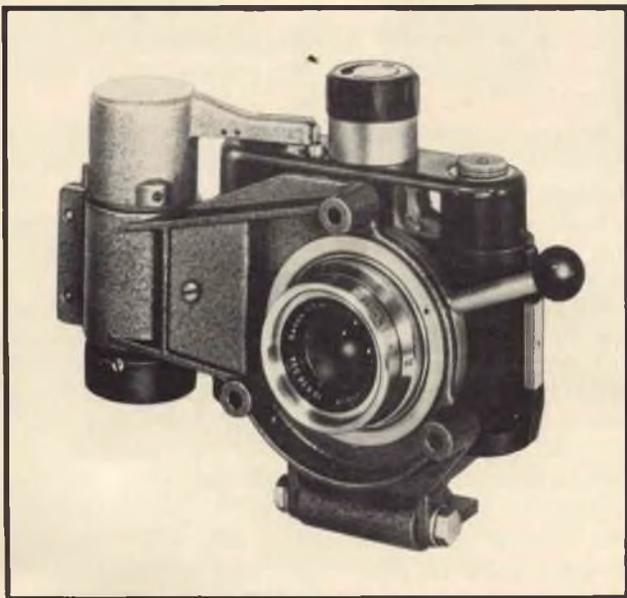
Bisogna dire a questo punto che, usando il sistema Polaroid, è possibile registrare sullo stesso fotogramma fino a dieci differenti misurazioni e si può avere la fotografia stampata e asciutta entro 10 - 15 s dallo scatto e la foto stessa può venire immediatamente usata per la documentazione e la elaborazione dei dati. Con altri sistemi è invece possibile effettuare più copie della stessa fotografia, da destinare ai più svariati usi.

E' ovvio che anche la più semplice delle fotocamere per dilettanti è in grado di effettuare riprese a fotogrammi singoli su oscillografi, ma tali fotogrammi non avranno mai quella qualità necessaria per l'esatta valutazione dei dati.



Robot con apparecchiatura per fotografare gli oscillogrammi.

E' perciò assolutamente necessario creare tra l'oscillografo e il piano di ripresa uno spazio oscuro che elimini la penetrazione di luce estranea e renda possibile una registrazione nitidissima degli oscillogrammi. Per poter far fronte a tali richieste, alcune Case, produttrici di apparecchiature per la fotografia applicata, offrono dei dispositivi per la fotografia agli oscillografi che sono in genere predisposti soltanto per la fotocamera della Casa stessa. Come abbiamo detto poc'anzi, l'attacco fra fotocamera e l'oscillografo riveste la massima importanza. Le misure per l'attacco degli



Una Robot speciale per fotografia di oscillogrammi.

adattatori debbono corrispondere esattamente alle perforazioni dell'oscillografo, in modo da risultare fissati perfettamente e da garantire il mantenimento dell'asse ottico. In fase di progettazione della piastra adattatrice è importante tener conto non solo delle perforazioni dell'oscillografo, ma anche della sistemazione dei bottoni di manovra.

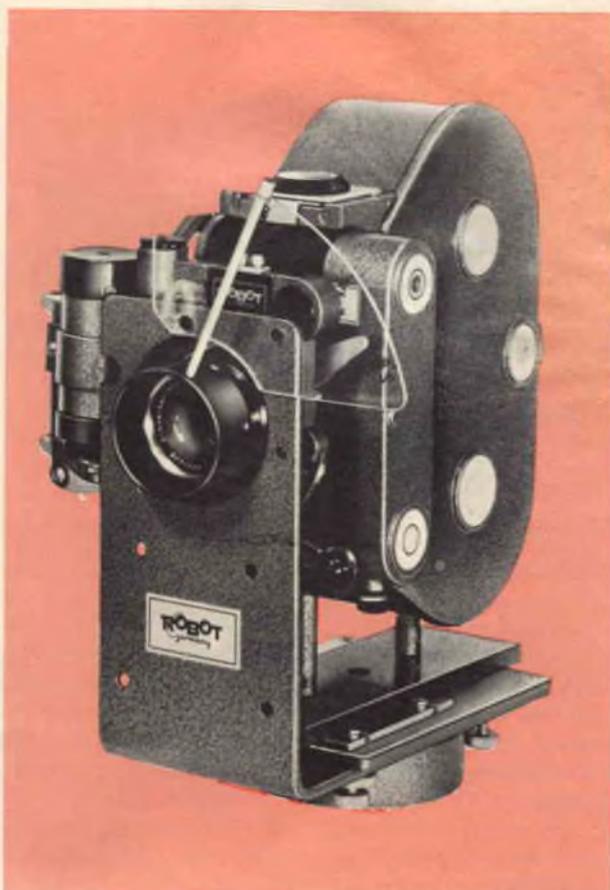
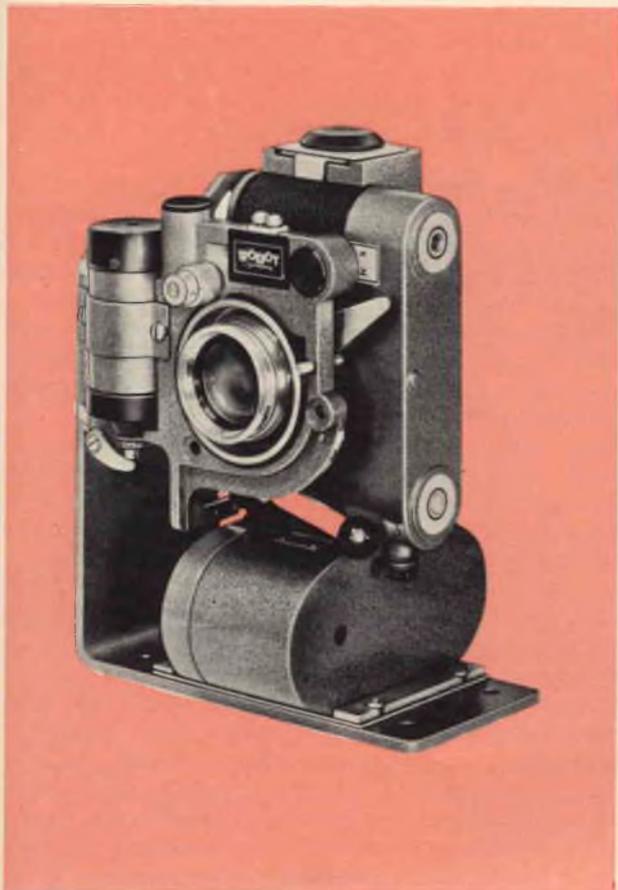
Condizione indispensabile per una registrazione fotografica rapida e continua dei dati di misurazione è l'impiego di una fotocamera che assicuri automaticamente sia l'avanzamento della pellicola che la ricarica dell'otturatore, in modo da consentire all'operatore di potersi concentrare sulle misurazioni, senza venir distratto dalla manovra manuale della fotocamera.

Nel caso di osservazione di processi di brevissima durata, non sarà possibile una elaborazione diretta sullo schermo. Questa potrà invece avvenire soltanto dopo, grazie alla ripresa registrata con più fotogrammi di tale processo. Questo sistema rende possibile anche l'eliminazione di perturbazioni sincrone.

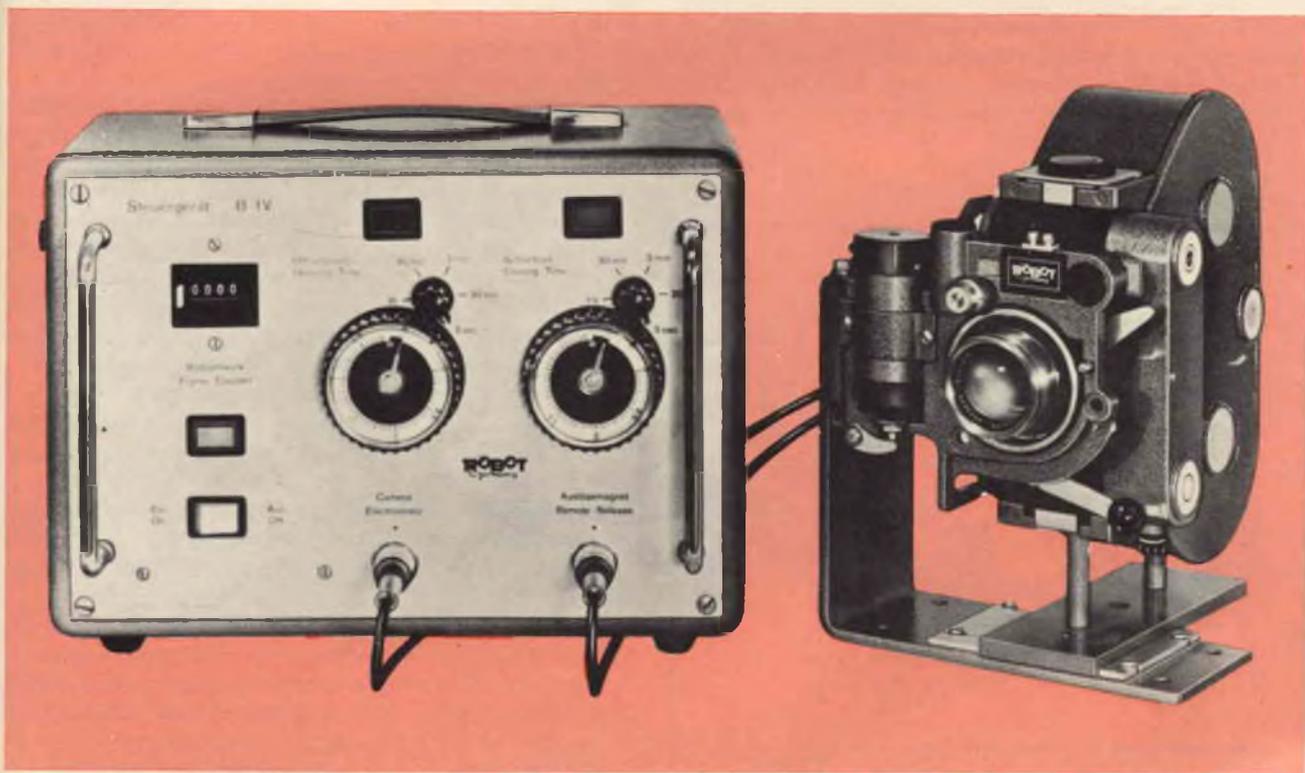
L'industria fotografica offre fotocamere speciali di alta precisione con frequenze d'immagini fino a 3 fotogrammi al secondo. In genere però tale frequenza non può essere pienamente utilizzata per la fotografia agli oscillografi, a causa della durata delle misurazioni che varia di volta in volta. Nel caso invece di misurazioni periodiche appaiono sullo schermo processi molto facili da registrare fotograficamente, poiché tra la luminosità dello schermo e la sensibilità della pellicola non vengono a crearsi discrepanze, mentre da parte sua il dispositivo per la registrazione crea uno spazio oscuro grazie al quale sarà possibile realizzare una registrazione esatta. I tempi di esposizione che normalmente si usano vanno da 1/8 a 1/250 di secondo e le aperture dell'otturatore da 2,8 fino a 22 a seconda della sensibilità della pellicola. Questi naturalmente sono valori trovati in base all'esperienza. La nitidezza comunque è sempre ineccepibile, anche variando il diaframma, giacché la distanza è sempre fissa. Le fotocamere automatiche di piccolo formato sono azionate da un pulsante a pedale o elettromagnetico. Inoltre lo scatto può avvenire mediante un dispositivo di comando (timer), contatti esterni, od impulso Trigger.

L'azionamento elettromagnetico della camera fotografica è di primaria importanza dovendo registrare misurazioni non periodiche in uno spazio di tempo prolungato. E' possibile impostare l'oscillografo in modo da poter non soltanto regolare l'intensità del punto luminoso, ma anche di poter azionare, a mezzo del medesimo punto luminoso, lo scatto della fotocamera. Durante la misurazione, con il tempo di otturazione della macchina fotografica impostato su B, (otturatore aperto), il processo viene registrato, l'otturatore si chiude elettronicamente a mezzo dell'impulso Trigger dato dall'oscillografo e la pellicola avanza automaticamente.

Per fotografie di registrazioni prolungate è necessario disporre di una maggiore dotazione di pellicola. Per questa esigenza sono disponibili magazzini per 10 e 30 m di film piccolo formato, con una capacità di 1.200 fotogrammi.



Supporto di montaggio a squadra e magazzini porta pellicola fino a 1200 fotogrammi.



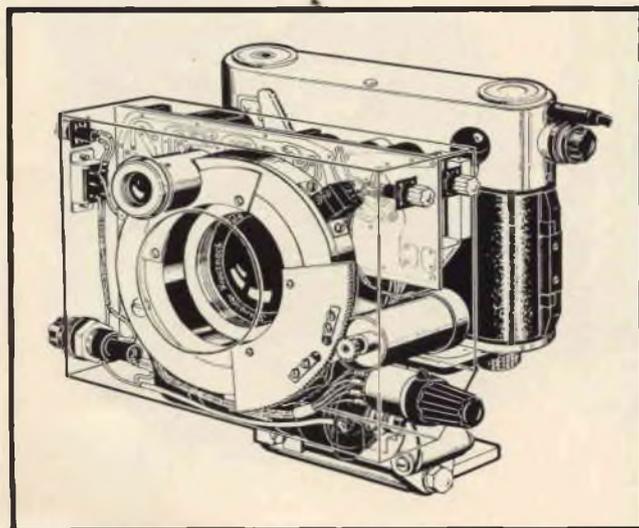
Apparecchiatura Robot per fotografare gli oscillogrammi in modo continuo.



Robot motor recorder: fotocamera di registrazione.

L'esperienza ha dimostrato che la fotocamera di piccolo formato fornisce ottimi risultati e materiale fotografico adatto per poter in seguito elaborare confronti tra differenti esperimenti relativi ad una medesima ricerca.

Nei settori in cui è necessario effettuare continui controlli di produzione, che comportano logicamente il cambiamento frequente dell'oscillografo, la registrazione fotografica deve risolvere la difficoltà data dal pericolo di scambiare i risultati fotografici ottenuti. E' in questo caso che è preferibile impiegare dei dispositivi fotografici con sistema a riflessione, in modo da ottenere, insieme alla fotografia, anche i dati più importanti, quali ad esempio, il nome del cliente, l'ora e la durata della registrazione. Apparecchi fotografici



Schema di apparecchiatura Robot per fotografia di oscillogrammi.

di questo tipo, come ad esempio il Robot Motor Recorder Be, sono provvisti di un sistema di obiettivi supplementari per la riflessione dell'immagine, nel formato 8 x 8, con un angolo dello stesso negativo che porterà impressionato i dati richiesti, relativi a quella immagine.

L'illuminazione dei soggetti viene regolata dall'otturatore della macchina fotografica con un sistema a sincronismo. Da una distanza variante da 8 fino a 120 cm possono venir riflessi soggetti di una dimensione compresa tra i 37 x 37 fino a 480 x 480 mm.

Se l'apparecchiatura per riprese singole o in serie serve a registrare le immagini fornite dall'oscillografo, una tecnica differente viene usata per la registrazione con avanzamento continuo della pellicola.

Per poter raggiungere una massima estensione di tempo e per rendere così possibile una elaborazione più esatta dei risultati, viene eliminato lo scarto di tempo dell'oscillografo e sostituito con la velocità di scorrimento della pellicola che si muove sul piano focale con moto continuo. La velocità di passaggio della pellicola determina in questo modo la estensione del tempo dell'oscillogramma. Queste riprese non sono da confondersi con le riprese cinematografiche, dove il trasporto del film avviene a scatti e la pellicola viene coperta da un meccanismo intermittente durante il passaggio. La registrazione mediante sistemi con avanzamento continuo del film, trova impiego specialmente per le misurazioni non periodiche di più lunga durata. Sulla pellicola così ottenuta risulteranno visibili anche le più piccole oscillazioni.

In genere, le riprese ad avanzamento continuo della pellicola offrono la possibilità di misurazioni di qualsiasi durata che possono, in un secondo tempo, venir elaborate esattamente grazie alle indicazioni del tempo, che compaiono sulla parte perforata della pellicola.

L'apparecchiatura Robot è dotata di un finestrino variabile che consente di regolare la fotocamera sul puntino luminoso e garantire l'eliminazione di penetrazioni di luce secondaria.

L'apparecchiatura di registrazione F.III, con avanzamento continuo del film offre inoltre, la possibilità di regolare continuamente la velocità di passaggio da 2 fino a 2.000 mm al secondo, in modo da poter adattare l'apparecchiatura a tutte le condizioni di ripresa.

La capacità massima dei magazzini porta-film è di 60 m. Naturalmente l'apparecchiatura troverà il suo migliore impiego nell'esame di materie i cui dati da registrare hanno carattere non periodico e continuamente variabile.

La registrazione fotografica facilita dunque la documentazione in qualsiasi settore della tecnica di misurazione e specialmente nel campo dell'industria elettronica.

In questo articolo abbiamo affrontato soltanto una visione generale delle possibilità d'impiego di questo particolare settore della fotografia. Resta inteso che le possibilità offerte dalle apparecchiature di registrazione per oscillografi, sono veramente grandi e abbracciano i più diversi campi della scienza, della tecnica e dell'industria.

AMPLIFICATORI A TRANSISTORI

CONTROREAZIONE E DISTORSIONE D'INTERMODULAZIONE A REGIME IMPULSIVO

a cura di L. BONI

Il signor Matti Ojala, che attualmente effettua dei lavori di ricerca nei Laboratori Philips di Eindhoven, ha attirato l'attenzione su di un difetto comune a parecchi amplificatori transistorizzati per audiofrequenze, le cui prestazioni, valutate in regime permanente con dei segnali sinusoidali, sembrano tuttavia al riparo da qualsiasi critica.

Questo difetto è dovuto ad una doppia causa:

- Una grande quantità di transistori di potenza, preparati per ottenere una caratteristica di trasferimento alle audiofrequenze la più lineare possibile, rispondono in modo nettamente più lento, ai segnali che sono loro proposti, rispetto agli stadi a basso livello che li precedono.
- La maggior parte, degli amplificatori moderni ricavano le loro notevoli prestazioni in regime permanente, dallo sfruttamento sistematico della controreazione globale che è molto elevata.

Questa percentuale di controreazione costringe ad agire in modo da ottenere dei considerevoli guadagni in tensione dagli stadi che precedono i transistori di uscita. In caso di un violento impulso transitorio, il cui spettro di frequenza oltrepassi le possibilità dell'amplificatore in assenza di controreazione, gli stadi di ingresso ne ricevono la piena tensione, senza che possa intervenire la tensione correttiva, durante un periodo determinato soprattutto dai transistori di uscita.

Tenuto conto della percentuale di controreazione prevista, questo impulso transitorio satura completamente gli stadi a basso livello ed elimina totalmente qualsiasi altro segnale da trasmettere simultaneamente. Inoltre, dato che i circuiti di controreazione hanno sempre delle proprietà integratrici, l'inconveniente dura più a lungo del fenomeno che ne è stato responsabile.

Partendo dalle succitate considerazioni il signor Matti Ojala conclude che può rivelarsi vantaggioso il sostituire con transistori di potenza di alta frequenza i modelli «lineari» ma lenti, concepiti per dei cir-

cuiti ad audiofrequenza. Quanto si perde in linearità, sarà largamente compensato dalla possibilità di sfruttare saggiamente delle percentuali più elevate di controreazione.

LA MESSA IN FORMA DELLA CURVA DI RISPOSTA PRIMA DELLA CONTROREAZIONE

E' risaputo che la stabilità di un amplificatore, in presenza di controreazione, dipende in grande misura dall'andamento della sua curva di risposta a «spira aperta». Nei

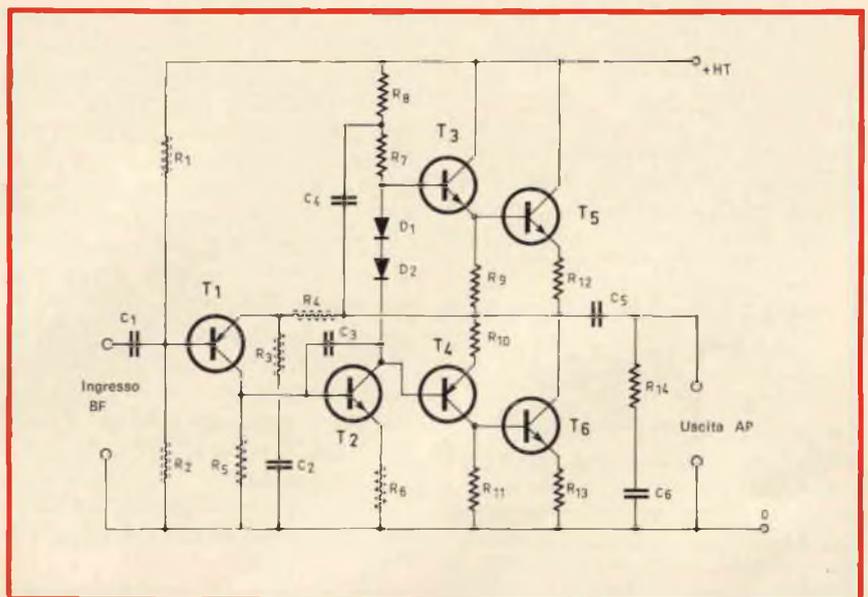


Fig. 1 - Schema classico di numerosi amplificatori BF attuali, dove si riconosce in C_3 , l'abituale ausiliario che assicura la stabilità del montaggio in presenza di controreazione, la cui percentuale è determinata alle frequenze udibili da R_1 , R_2 e C_2 .

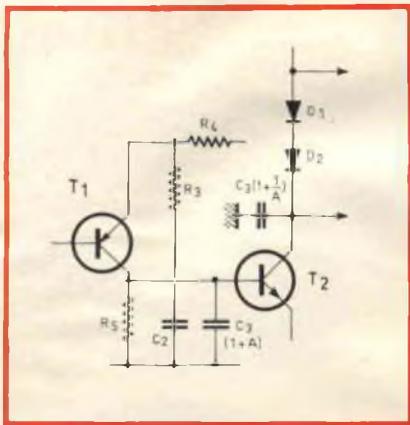


Fig. 2 - Rappresentazione equivalente dei ruoli assunti dal condensatore di stabilizzazione C_3 , tenendo conto dell'effetto Miller.

circuiti amplificatori normali, attenuazione e rotazione di fase vanno di pari passo, ed è importante che il guadagno senza controreazione (a «spira aperta») sia sufficientemente diminuito quando l'inevitabile rotazione di fase raggiunge i 180° .

In generale, la sola attenuazione propria dei transistori di potenza non determina una soddisfacente curva di risposta. Ci si avvale dunque di un dispositivo correttore, nel più abituale dei quali (Figura 1) è inserito un condensatore C_3 , di valore adatto, tra collettore e base del transistor pilota T_2 , che comanda il convertitore di impedenza finale. Dato che gli stadi di potenza non apportano alcun guadagno di

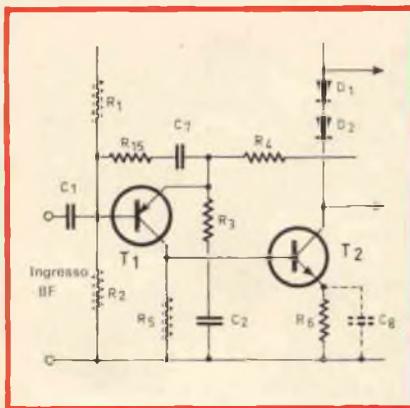


Fig. 3 - Circuito correttore proposto dal Sig. Otala. E' ugualmente consigliato di shuntare, con un condensatore di valore sufficientemente elevato, il resistore di emettitore di T_2 , nel caso esso introduca una non trascurabile controreazione locale.

tensione, l'integrità della tensione di uscita appare dunque sul collettore di T_2 . Di conseguenza, il valore del condensatore C_3 , considerato come carico del collettore di T_1 , si trova moltiplicato da $(1 + A)$, dove A designa il valore assoluto del guadagno in tensione di T_2 . Questo stesso condensatore interviene con il valore apparente $C_3(1 + 1/A)$, come carico del collettore di T_2 (Figura 2).

Dei due componenti di questo effetto Miller, il primo è evidentemente il più importante e si manifesta nei confronti degli impulsi transitori a fronte rigido come segue:

— Se l'impulso è negativo alla base di T_1 , il transistor è saturato prima che intervenga la controreazione correttiva, e scarica C_2 in $C_3(1 + A)$; poiché R_3 è sempre di basso valore (questo resistore fissa la percentuale di controreazione alle audiofrequenze). Ciò rallenta la trasmissione del segnale a T_2 e rallenta anche la correzione di controreazione, poiché bisogna ricaricare C_2 .

— Se l'impulso è positivo alla base di T_1 , questo si blocca ed il carico di $C_3(1 + A)$ si dissipa in R_5 , il cui valore è abitualmente molto alto; da cui un mantenimento del bloccaggio del transistor più a lungo di quanto converrebbe. Poiché è abituale il far lavorare T_1 con una bassa corrente di collettore, per ridurre al minimo il suo rumore proprio, è sufficiente un basso impulso positivo perché si manifesti il fenomeno, per cui ne risulta una distorsione molto più lunga dell'impulso transitorio, con una intermodulazione molto importante dei segnali che l'accompagnano.

Il signor M. Otala avendo così dimostrato che questo dispositivo correttore, frequentemente impiegato, è molto imperfetto, propone di sostituirlo con quello della Figura 3, che introduce, all'ingresso dell'amplificatore, una rete che modella in maniera conveniente la curva di risposta globale in «spira aperta» (gli ordini di grandezza di C_7 ed R_{15} sono prossimi a 1 nF e 100Ω).

In assenza di controreazione, questo circuito è in grado di dare l'andamento desiderato alla curva di risposta a «spira aperta».

In presenza di controreazione e per dei segnali normali, il nuovo circuito correttore carica pochissimo l'ingresso, poiché le variazioni di tensione alla base ed all'emettitore di T_1 sono vicine (effetto di «bootstrap»).

In caso di transitorio a fronte ripido, l'assenza momentanea di controreazione fa in modo che $R_{15}-C_7$ carichino l'ingresso e tendano ad attenuare il segnale perturbatore. Tuttavia ciò suppone che la fonte di tensioni di audiofrequenze che arrivano a T_1 , abbia una sufficiente resistenza interna (superiore a $10 \text{ k}\Omega$ circa).

CONCLUSIONI GENERALI

Al fine di ridurre al minimo la distorsione dei transistori, per effetto di notevoli fenomeni di intermodulazione, il Signor M. Otala dà i seguenti consigli:

- Utilizzare dei transistori di potenza che forniscono delle eccellenti prestazioni in AF.
- Aumentare la frequenza di taglio di questi transistori, con lo impiego di resistori di emettitore non disaccoppiati e comandare le basi a bassa impedenza.
- Utilizzare il circuito correttore della Figura 3.
- Far lavorare gli stadi di ingresso alla massima corrente del collettore ammissibile (in considerazione del rumore) ed aumentare la loro tensione emettitore-collettore al fine di accrescere il margine di sovraccarico.
- Determinare la percentuale ottimale di controreazione applicabile all'amplificatore considerato. Con i componenti attualmente disponibili, questa percentuale ottimale non dovrebbe oltrepassare i 20 dB .
- Evitare di lasciare passare dal preamplificatore delle frequenze troppo elevate.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

«Circuit design modification for minimising transient intermodulation distortion in audio amplifiers» di Matti Otala, nel «Journal of the engineering society» volume n. 20, n. 5 (Giugno 1972).



radionautica
radiodiffusione
radioamatori

di P. SOATI



Q T C

NAUTICA

RADIOFARI DIREZIONALI ROTANTI (RW)

I radiofari direzionali rotanti, contrassegnati nelle nomenclature dal simbolo **RW** sono radiofari i quali trasmettono ciclicamente dei segnali che possono essere ricevuti da un normale ricevitore di bordo con intensità minima in un settore orizzontale che ruota con velocità di rotazione uniforme e nota, a partire da una determinata direzione geografica che è detta direzione iniziale.

L'angolo compreso fra questa direzione iniziale e quella della nave, viene misurato da bordo determinando con un normale contasecondi l'intervallo di tempo che intercorre tra la ricezione un radiosegnale circolare che viene trasmesso quando il settore di minima intensità si trova nella posizione iniziale e la ricezione di minimo. Esso può essere altresì determinato contando i punti, cioè i segnali ritmici di grado, qualora questi siano trasmessi circolarmente dal radiofaro, che vengono ricevuti tra il segnale di inizio ed il passaggio del minimo. Questo genere di radiofari non è utilizzato in Italia.

NORME IN VIGORE PER LA SICUREZZA DELLE IMBARCAZIONI DA DIPORTO

Contrariamente a quanto ritengono molti nostri lettori l'obbligo della installazione di complesso radio a bordo delle imbarcazioni da diporto, anche se abilitata alla navigazione oltre le 20 miglia dalla costa non esiste se esse non superano i limiti di tonnellaggio previsti dai regolamenti. Le uniche norme che regolano la sicurezza delle imbarcazioni da diporto sono le seguenti:

Imbarcazioni abilitate alla navigazione oltre le 20 miglia dalla costa.

Esse dovranno disporre della seguente dotazione: **a)** una o più imbarcazioni di salvataggio prontamente ammainabili, **b)** una cintura di salvataggio per ogni

persona a bordo, **c)** un salvagente anulare se l'unità supera i 10 m di lunghezza, due per lunghezze da 10 a 20 m e quattro per lunghezze superiori ai 20 m, **d)** una bussola, **e)** un barometro, **f)** un binocolo, **g)** un orologio, **h)** uno scandaglio, **i)** una parallela, **l)** un compasso, **m)** un rapportatore, **n)** carte nautiche relative alla navigazione intrapresa, **o)** sei fuochi a mano a luce rossa, **p)** sei razzi paracadute a luce rossa, **q)** un apparecchio lanciasagole, **r)** due segnali fumogeni galleggianti arancione, **s)** dispositivo per segnalazione acustiche, **t)** ancora con catena o cavo e cavi di ormeggio, **u)** cassetta medicinali, **v)** un estintore a schiuma per ogni 100 HP o frazione di 100, **x)** estintore portatile CO₂, **y)** fanali regolamentari, **w)** una pompa di esaurimento, **z)** una pompa da incendio azionata da energia meccanica.

Imbarcazioni da diporto abilitate alla navigazione entro le 20 miglia dalla costa:

a) apparecchi galleggianti per tutte le persone a bordo, **b)** cintura di salvataggio per ogni persona, **c)** un salvagente anulare come nel paragrafo precedente, **d)** una bussola, **e)** carte della zona, **f)** tre fuochi a mano, a luce rossa, **g)** tre razzi paracadute a luce rossa, **h)** un dispositivo per segnalazioni acustiche, **i)** un ancorotto, **l)** cassetta di pronto soccorso, **m)** mezzo di governo ausiliario indipendente da quello principale, **n)** pompa di esaurimento, **o)** un estintore portatile a schiuma come sopra, **p)** un estintore a CO₂, **q)** una coppia di remi ed una gaffa, **r)** fanali regolamentari.

Imbarcazioni da diporto abilitate alla navigazione entro tre miglia dalla costa:

a) cintura di salvataggio per ogni persona a bordo oppure un salvagente anulare ogni due persone, **b)** salvagente anulare oltre alla dotazione precedente, **c)** mezzo ausiliario di governo (ad esempio un remo), una pompa o una sassola di esaurimento, **e)** estintore nel caso di imbarcazioni a motore o a vela con motore ausiliario, **f)** un ancorotto con cavo, **g)** una coppia di remi, o pagaia e una gaffa, **h)** tre fuochi a mano a luce rossa, **i)** tre segnali a mano a stelle rosse, **l)** un dispositivo per segnalazioni acustiche (fischiello o altro mezzo simile).



Fig. 1 - Suddivisione delle zone marittime di previsione e indicazioni delle stazioni meteo costiere, per la trasmissione radio dei bollettini meteorologici.

Imbarcazioni da diporto e natanti abilitati alla navigazione entro un miglio dalla costa:

a) un salvagente anulare per ogni due persone a bordo col minimo di uno, b) pompa o sassola di esaurimento, c) estintori come nel caso precedente, d) un ancorotto ed un cavo lungo non meno di 25 m, e) una coppia di remi o pagaia e gaffa, f) dispositivo per segnalazioni acustiche (fischiello o altro mezzo simile).

Per l'uso dei radiotelefonici sulla frequenza di 26965 kHz vedere gli articoli precedenti ed in particolare modo quello pubblicato nel n° 5/1973.

RADIODIFFUSIONE (per SWL) parte IV

Elenco delle stazioni di radiodiffusione della gamma onde medie aggiornato al 15 maggio 1973. Fra parentesi è indicata la potenza ufficiale della stazione, che raramente corrisponde a quella effettiva.

1016 kHz, 295 m - Genova, Venezia I (di giorno), Istanbul (150) TUR udita due volte, Baku (150) URS, Tanger 3 (1) MRC, Batna (5) ALG, Main Wolfsheim (350) D-RF, Djurdjevac (0,05) YUG. **1025 kHz, 293 m** - Linz Kronstorf (100), Dobl (100), Maria Pfarr (5), Laterach 1 (10), Achenkirch 1 (0,05), Hermagor (0,05), Kappl 1 (0,05), Kitzbuehel 1 (0,05), Muehlbach 1 (0,05), Nauders 1 (0,05), Oetz 1 (0,05), Radenthein 1 (0,05), Scharnitz 1 (0,05), Zell am Ziller 1 (0,05) AUT, Barcellona EFJ 15 (voz de Cataluña) (5), Badajoz ECS2 (5), San Sebastian EAJ8 (5), E, Safi 1 (1) MRC, Jerusalem (50) ISR, URS (50), **1034 kHz, 290 m** -

Genova, Milano, Napoli, Venezia, Pescara, Sanremo, Caltanissetta I, Rabat 2 (1-1030 kHz) MRC, Izmir (2-1033 kHz) TUR, Porto Alto (50) POR, Tallinn 1 (150) URS, **1043 kHz, 288 m** - Tbilissi (120) URS, Dresden-Wilsdruff (250) D-RD, Aye Marche (10) BEL, Sebaa Aiou 3 (30) MRC, Thessaloniki (5) GRC, Leskovac (1) YUG, **1052 kHz, 285 m** - Suhl (5), Puttbus (15) D-RD, Tripoli (60) LBY, Tetuan 1 (20) MRC, Iasi (1200) ROU, Spittal Drauf 1 (0,05), Pfunds 1 (0,05), Bad Goisern 1 (0,05), Einsenkappel 1 (0,05), Gmuend 1 (0,05), Heligenblut 1 (0,05), Hieflau 1 (0,05), Hopfgarten 1 (0,05), Langenfeld 1 (0,05), Neunkirchen 1 (0,05), Oberwoelz 1 (0,05) AUT, Barnstaple (2), Start Point (150) G, **1061 kHz, 283 m** - Saransk (10) URS, Kalundborg (60) DNK, Cagliari, Catania, Udine, Verona, Livorno, Trento I, Cairo 6 (15) EGY, Norte 2 (100) POR, Diyabakir (300) TUR, Zagreb (10) Novi Pazar (1) Varaz Dinske Toplice (0,05) Zupanja (0,05) Kapela (0,01) YUG, **1070 kHz, 280 m** - Paris 2 (100) F, Almata Ata (50), Krasnodard (20) Dniepropetrovsk (20) URS, Pristina (10), Banja Luka (25) YUG, Tartus (75) SYR, Mesolongion (0,25), **1079 kHz, 278 m** - Bremen (100-30) D-RF, Souk Ahras (1) ALG, Bosansky Novi (0,05) Koper, Belikriz (5), Bijeli Manastir (6) YUG, Plauen (10) D-RD, Valencia (25) E, Katowice (60) POL, Orestias (1) GRC, **1088 kHz, 276 m** - Droitwich (150) Postiwick-Norwich (7,5) G, Tirana (150) ALB, Perm (20) URS, Novi Sad (20) YUG, Grossael 1 (0,05), St Lambrecht 1 (0,05) AUT, Thawrah (1 - 1090 kHz), **1097 kHz, 273 m** - Alma Ata (50) URS, Sama Langreo EFJ 41 (2), Las Palmas ECS 4 (20), Cadix EFJ 5 (2), Madrid EFE 14 (20), San Sebastiar

EFE 23 (2) E, Bologna I (giorno), Bratislava (150) TCH, **1106 kHz, 271 m** - Antequera EAJ 26 (2), Alcoy EAJ12 (2), Badajoz EAJ52 (2), Huesca EAJ 22 (2), Ceuta EAJ46 (2), La Coruña EAI41 (2), Leon EAJ63 (2), Linares EAJ37 (2), Manresa EAJ51 (2), Orense EAJ57 (2), Salamanca EAI56 (2), Villanueva EAJ35 (2), Vitoria EAJ62 (2) E, Muenchen (50) D-RF, Vilnius 2 (150) URS, Baris (50) EGY, Trstenik (0,05) YUG, **1115 kHz, 269 m** - Bari, Bologna, Pisa, Palermo, Trieste, Messina, Aosta I, Kaliningrad (25) URS, Tanager 2 (1), Quarzazate (20) MRC, Boe Versteraalten (1), Namsos (1), Notodden (1), Alta (0,25), Arebdal (0,25), Lista (0,25) Mo rana (0,25), Odda (0,25) NOR, **1124 kHz, 267 m** - Gmuend Kaernten 2 (0,05), Eisenerz 2 (0,05), Muerzzuschlag (0,10), Obdach 2 (0,05), Obervellach 2 (0,05), Rottenmann (0,05) Villach (0,10) Hofgastein (0,05), Kufstein 2 (0,05), Imst (0,05), Mayrhofen 2 (0,05), Tamsweg 2 (0,05) AUT, Leningrad 3 (20) URS, El Beida (1000) LBV, Houdeng (10) BEL, Varna 2 (10) BUL, Zenica (2), Baske Ostarije (20) YUG, **1133 kHz, 265 m** - Tovarnik 1 (300), Zagreb 1 (305), Ucka (20), Dubrovnik (2) YUG, Alftafjoerdur (0,02) ISL, Bilbao EFJ43 (2), Burgos EFJ52 (2), La Laguna EAK64 (25), Albacete EFJ23 (2), Almeria EFJ25 (2), Avila ECS 3 (2), Benavente ECS 19 (2), Caceres EFE6 (2), Calahorra EFJ50 (2), Castellon EFE 19 (2), Jaen ECS 9 (2), Leon EFE 5 (2), Malaga EFJ56 (2), Monforte ECS 17 (2), Murcia EFJ19 (2), Oviedo EFE 22 (2), Pamplona EFE 57 (2), Ponferrada EFJ29 (2), Sevilla ECS 8 (2), Tarragona EFE 33 (2), Vigo EFE 31 (2), Zaragoza EFJ46 (2), **1142 kHz, 263 m** - Stuttgart Hirschlanden (10), Bremerhaven (5), Hof Saale (0,5), Ulm (1), Goepingen (0,5) Hersfeld (0,5), Schweinfurt (0,25), Wuerzburg (0,5) D-RF, Pran 1 (40), Costantine 1 (40) ALG, Abtenau 1 (0,05), Bad Aussee 1 (0,05), Bad Ischl 1 (0,05), Landeck 1 (0,05), Mittersill 1 (0,05), Nueberg (0,05), Reutte 1 (0,05), Saalfelden 1 (0,05), Scheifling 1 (0,05), St Gallenkirch 1 (0,05), St Gallen 1 (0,05), Zwettl 1 (0,05) AUT, Riga (50) URS, Quena 1 (5) EGY, Athinai (20) GRC, Zadar 1 (2), Pula 1 (2) YUG, Ciudad Real ECS 13 (2), **1151 kHz, 261 m** - Cluj 2 (1000) ROU, Marrakech (1) MRC, Judenburg 1 (0,1) AUT, Stagshaw (100), Scarborough (2), Whitehaven (0,8) G, Pirot (0,05) YUG, Beni Suf 2 (50 - 1155 kHz), **1160 kHz, 259 m** - Strasbourg 1 (200) F, Kardzali 1 (200) BUL, URS, Kovin (0,05) YUG, **1169 kHz, 257 m** - Kars (2 - 1165 kHz) TUR, ALB (1166 kHz), Odessa (50) URS, Heilbronn Pbereiseheim (10), Ulm Jungingen (5) D-RF, Eilat (0,15) ISR, Jerusalem (5) ISR, Porto (10) POR, Beli Kriz-Koper (25), Bosanski Samac (0,05), Donji Miholjac (0,05) YUG, Van (2 - 1170 kHz) TUR, **1178 kHz, 255 m** - Hoerby (100) S, Barcelona (20) E, Thessaloniki (50) GRC, Koprivnica (0,05) YUG, Asyt 2 (10) EGY, **1187 kHz, 253 m** - Szolnok (135), Szombathely (35) HNG, Cuenca (5), Sevilla (5), E, Casablanca 2 (1) MRC, **1196 kHz, 251 m** - Muenchen Ismaning (300) D-RF, Agadir (20) MRC, Portalegre (1) POR, Mladenovac

(0,02), Virje (0,05), Kovacica (0,05) YUG, Alexandria I (10) EGY, **1205 kHz, 249 m** - Bordeaux 1 (100) F, Krakow (60), Rzeszow (60) POL, Subotica (2,5), Mostar (2), Cazma (0,05) YUG, Akko (10) ISR.

RADIOAMATORI

SIMBOLI RELATIVI ALLA CLASSE DELLE EMISSIONI QUATTRO LINGUE

- A** = modulazione di ampiezza.
modulation d'amplitude.
amplitude modulation.
modulacion de amplitud.
- AO** = assenza di modulazione.
absence de toute modulation.
with no modulation.
absencia de toda modulacion.
- A1** = telegrafia senza modulazione, tramite una frequenza udibile (manipolazione tutto o niente).
télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien).
telegraphy without the use of a modulating audio frequency (by on-off keying).
telegrafia sin modulacion por audiofrecuencia (manipulacion por interrupcion de portadora).
- A2** = telegrafia tramite manipolazione tutto o niente di una o più frequenze udibili di modulazione, o per manipolazione tutto o niente dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata in ampiezza non manipolata).

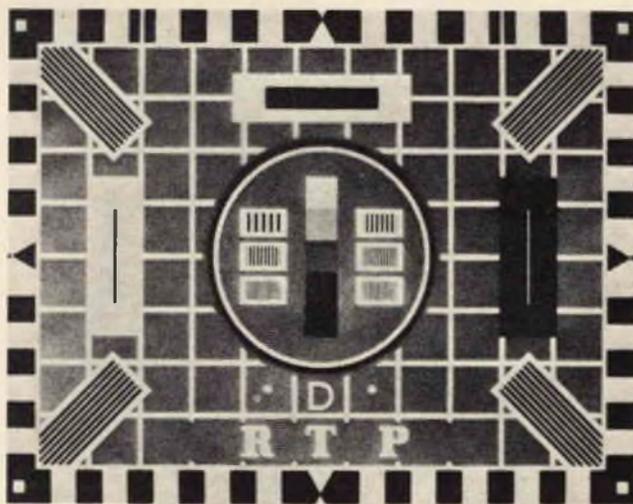


Fig. 2 - Monoscopia irradiato dalle stazioni del Portogallo RTP (Radio Televisao Portuguesa).



Fig. 3 - Immagine televisiva di una stazione algerina (Television Algerie) sul canale 7.

télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une ou plusieurs fréquences audibles de modulation ou par manipulation par tout ou rien de l'émission modulée (cas particulier: émission modulée en amplitude, non manipulée).

telegraphy by the on-off keying of an amplitude-modulating audio frequency per audio frequencies, or by the on-off keying of the modulated emission (special case: an unkeyed emission amplitude modulated).

telegrafia con manipulacion por interrupcion de una o mas audiofrecuencias de modulacion, o con manipulacion por interrupcion de la emision modulada (caso particular: emision no manipulada, modulada en amplitud).

A3 = telefonia.
téléphonie.
telephony.
telefonía.



Fig. 4 - Immagine di identificazione della stazione polacca di Katowice (Polskie Radio Telewizja).

- A3A = telefonia (banda laterale unica, onda portante ridotta).
téléphonie (bande latérale unique, onde porteuse réduite).
telephony (single sideband, reduced carrier).
telefonía (banda lateral unica, portadora reducida).
- A3B = telefonia (due bande laterali indipendenti).
téléphonie (deux bandes latérales indépendantes).
telephony (two independent sidebands).
telefonía (dos banda laterales independientes).
- A3H = telefonia (banda laterale unica, onda portante completa).
téléphonie (bande latérale unique, onde porteuse complète).
telephony (single sideband).
telefonía (banda lateral unica, portadora completa).
- A3J = telefonia (banda laterale unica, onda portante soppressa).
téléphonie (bande latérale unique, onde porteuse supprimée).
telephony (single sideband, suppressed carrier).
telefonía (banda lateral unica, portadora suprimida).
- A4 = fac-simile (con modulazione dell'onda portante principale, sia direttamente, sia tramite una sotto portante modulata in frequenza).
fac-similé (avec modulation de l'onde porteuse principale, soit directement, soit par une sous-porteuse modulée en fréquence).
facsimile (with modulation of main carrier either directly or by a frequency modulated sub-carrier).
facsimil (con modulacion de la portadora principal, ya directamente, ya por medio de una subportadora modulada en frecuencia).
- A5 = televisione.
télévision.
television.
televisión.
- A9B = casi non previsti sopra, per esempio combinazione di telefonia e di telegrafia, due bande laterali indipendenti.
cas non envisagés ci-dessus, par exemple combinaison de téléphonie et de télégraphie, deux bandes latérales indépendantes.
cases not covered by the above, e.g. a combination of telephony and telegraphy. Two independent sidebands.
casos non previstos anteriormente, por ejemplo, combinacion de telefonia y telegrafia. Dos bandas laterales independientes (segue).



I SEMICONDUTTORI

Questo articolo, che è anche l'ultimo della serie, completa lo studio dei circuiti integrati analizzandone la affidabilità e descrivendo le necessità tecnologiche che condizionano il loro attuale sviluppo dal punto di vista della fabbricazione e delle caratteristiche elettriche, sia per quanto concerne i circuiti lineari che quelli logici. L'articolo analizza anche la fase successiva dell'elettronica integrata: la tecnologia degli insiemi integrati, o integrazione su vasta scala.

Nell'articolo precedente sono stati esaminati, da un punto di vista generale, i principi e le tecniche di realizzazione dei circuiti integrati: non si è parlato di un aspetto particolarmente importante di queste nuove tecniche: l'affidabilità.

Prima di proseguire lo studio dell'evoluzione dei circuiti, è quindi necessario analizzare rapidamente il problema dell'affidabilità, perché è necessario dedicargli l'importanza che merita.

AFFIDABILITA' DEI CIRCUITI INTEGRATI

Ciò che era considerato di massima importanza nei primi circuiti integrati, era la grande riduzione di peso e di dimensioni che essi permettevano di raggiungere; questo aspetto era particolarmente determinante per le applicazioni spaziali in cui si è calcolato che a una riduzione di peso di 1 kg corrisponde un risparmio di circa 40 mila dollari sul costo di un veicolo spaziale.

Una riduzione di peso e d'ingombro dei componenti è decisamente apprezzabile e sempre maggiormente richiesta anche nei settori militare ed aeronautico.

Eppure, malgrado ciò, bisogna ammettere che il vantaggio più im-

portante dei circuiti integrati sui circuiti discreti è costituito dalla maggiore affidabilità. Infatti, dopo aver perfezionato i procedimenti di fabbricazione, l'affidabilità dei circuiti integrati è divenuta di gran lunga superiore a quella dei componenti discreti. Per comprendere cosa significhi tutto ciò è necessario analizzare, prima di tutto, quali sono le necessità dell'elettronica moderna sul piano dell'affidabilità.

Si sa che l'affidabilità di un elemento è proporzionale alla probabilità che esso ha di mantenere un certo livello di prestazioni durante un certo periodo di tempo. Considerando, ad esempio, un calcolatore elettronico medio che può utilizzare più di 50.000 transistori e diodi, è evidente che basta un guasto a uno di questi elementi per impedire il funzionamento del calcolatore; tuttavia, se si desidera che questo non accada più di una volta alla settimana, questi elementi devono avere una vita media di $50.000 \times 7 = 350.000$ giorni, ossia circa mille anni. Poiché non si desidera, in effetti, avere un fun-

zionamento di 1000 anni è preferibile indicare la percentuale massima di guasti per questi elementi per unità di tempo.

In pratica non si deve subire più di un guasto per elemento alla settimana (168 ore) il che è equivalente ad una percentuale di guasti dello 0,012% per 1000 ore. Affidabilità così elevate sono difficili da misurare. E' necessario, per valutare l'affidabilità dei circuiti integrati, effettuare delle prove di durata di vita su grandi quantità di circuiti, dopo la fabbricazione: la percentuale di guasto si ottiene dividendo il numero dei guasti per il prodotto del numero degli elementi e della durata della prova.

Per esempio, nel corso di una prova di durata di vita che si esegue su 500 elementi e della durata di 1000 ore, se si ha il guasto di un elemento significa che la percentuale di guasto è dell'1/500.000 elementi-ora, che equivale allo 0,2% per 1000 ore. In effetti, la percentuale di guasti dei circuiti integrati attualmente sul mercato non supera lo 0,01% per 1000 ore. Lo studio del funzionamento dei circuiti integrati nei grandi insiemi elettronici offre dei ragguagli complementari sulla loro affidabilità in condizioni reali di impiego.

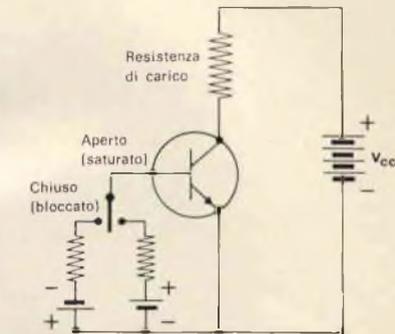
In questo caso la percentuale di guasto è ancora migliore e si avvicina allo 0,001% per 1000 ore.

Si valuta spesso l'affidabilità dell'insieme di un'apparecchiatura elettronica dando il suo MTBF (medio tempo di buon funzionamento). Nelle apparecchiature di recente costruzione, l'impiego di circuiti integrati ha permesso di ottenere dei MTBF che sono perfino 50 volte superiori a quelli di una apparecchiatura analoga utilizzando elementi discreti.

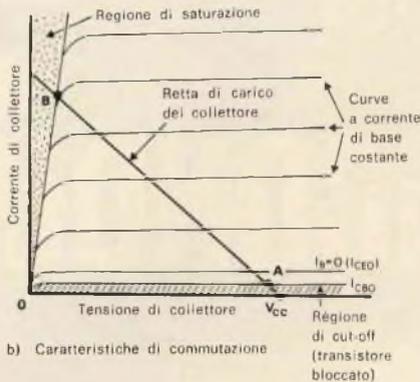
L'affidabilità dei circuiti integrati è dovuta ad un insieme di fattori tra i quali i più importanti sono:

a) Riduzione del numero di collegamenti

Negli insiemi ad elementi discreti, è fuori dubbio che i collegamenti tra i diversi elementi sono all'origine della maggior parte dei guasti; si è verificato in alcuni casi che il 40 ÷ 50% dei guasti erano dovuti a collegamenti difettosi. Inol-



a) Circuito elementare di commutazione



b) Caratteristiche di commutazione

Fig. 1 - Funzionamento del transistor in commutazione.

tre, un certo numero di guasti nei semiconduttori sono dovuti a cattivi collegamenti tra la piastrina di semiconduttore e i terminali di uscita. Nei circuiti integrati i collegamenti tra i componenti sono eseguiti simultaneamente, con grande uniformità, a mezzo di evaporazione di un film metallico, che permette un miglior controllo rispetto a quello possibile con la saldatura a flusso liquido utilizzata negli insiemi discreti.

b) Impiego di componenti compatibili fabbricati in modo controllato

Negli insiemi ad elementi discreti, i diversi componenti sono forniti da un certo numero di fabbricanti che utilizzano metodi diversi di fabbricazione aventi ciascuno una propria affidabilità.

In questo caso, l'affidabilità dell'insieme è pressoché uguale a quella del componente peggiore. Con i circuiti integrati, invece, tutti i componenti vengono realizzati simultaneamente con uno stesso

processo e sono accuratamente controllati. Un solo valore di affidabilità è dunque sufficiente a caratterizzare un circuito integrato ben concepito.

c) Funzionamento a bassa potenza

Date le loro piccole dimensioni, i circuiti integrati sono adatti al funzionamento a piccole potenze. I componenti sono molto vicini gli uni agli altri sulla piastrina di silicio, e ciò diminuisce i problemi di rumore e permette il funzionamento a basso livello e quindi a bassa temperatura. Si è perciò dimostrato che l'affidabilità diminuisce quando la temperatura aumenta; il fatto di poter utilizzare dei circuiti integrati che hanno una bassa dissipazione è dunque un fattore positivo.

Appare quindi evidente che l'affidabilità dei circuiti integrati è nettamente superiore a quella degli elementi discreti; è questo probabilmente il principale vantaggio dei circuiti integrati, l'ingombro e il peso ridotti sono in pratica dei vantaggi aggiuntivi.

COME SI EVOLVE LA CONCEZIONE DEI CIRCUITI INTEGRATI?

I circuiti integrati hanno portato una notevole evoluzione nella concezione dei circuiti elettronici. In effetti, alcuni aspetti della tecnologia dei circuiti integrati impongono degli obblighi per quanto riguarda la concezione di questi circuiti. Bisogna considerare bene i vantaggi e gli inconvenienti di ciascun componente in un circuito integrato, secondo il suo modo di realizzazione, per determinare il miglior compromesso qualità-prezzo.

La concezione dei circuiti elettronici utilizzando transistori e soprattutto valvole si basava sul principio che l'elemento attivo era il più costoso dell'insieme. Per ragioni economiche, quindi, si cercava di minimizzare il numero degli elementi attivi, mentre gli elementi passivi discreti — ed in particolare i resistori — venivano impiegati su larga scala.

Il costo di un circuito integrato, invece, è grosso modo proporzionale alla sua superficie, e il costo

di ogni elemento del circuito è quindi proporzionale alla superficie che esso occupa. Le resistenze diffuse e i due tipi di condensatori integrati occupano una superficie molto superiore a quella che occupano i diodi e i transistori. Al contrario di quanto detto prima, è preferibile, dal punto di vista economico, utilizzare nei circuiti integrati più elementi attivi e meno passivi, al fine di ridurre la superficie totale della piastrina.

I circuiti più economici sono quindi i circuiti ad accoppiamento diretto che utilizzano il più basso numero di resistenze possibile. Un transistor può spesso sostituire economicamente una resistenza diffusa di valore elevato, e dunque relativamente costosa.

Bisogna anche notare che la superficie che occupano due transistori i cui collettori sono collegati è nettamente inferiore alla superficie che occuperebbero due transistori distinti, poiché essi utilizzano una zona d'isolamento unica, ciò che permette di economizzare circa la metà della superficie di un transistor. Ciò può essere molto importante nella concezione dei circuiti logici che possono avere dei circuiti d'ingresso e d'uscita multipli.

Per la loro stessa natura i transistori MOS (metallo - ossido - semiconduttore) occupano una piccola superficie e ciò, come si vedrà nel paragrafo seguente, costituisce un notevole vantaggio.

Nel precedente articolo si è visto che una resistenza diffusa non è molto riproducibile, la precisione non arriva che al 10%. Al contrario, delle resistenze contigue possono avere dei valori il cui rapporto è definito con una precisione che raggiunge l'1%.

E' quindi evidente che nella concezione dei circuiti, nei limiti del possibile, si tende a fare in modo che il fattore determinante sia il rapporto di due resistenze e non il valore assoluto di una resistenza.

Sotto questo aspetto è tuttavia necessario notare che il controllo della fabbricazione migliora costantemente e, in un prossimo futuro, la riproduzione del valore delle resistenze sarà senza dubbio molto migliore.

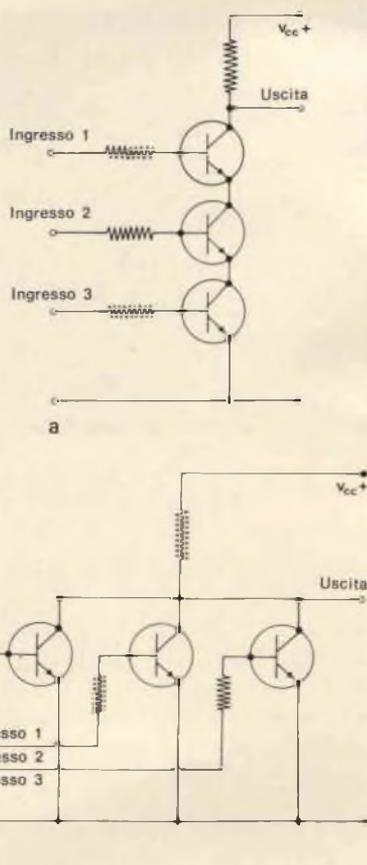


Fig. 2 - Circuito NAND in (a) e circuito NOR in (b).

Per regola generale, colui che acquista un circuito integrato non deve richiedere il dettaglio del circuito o dei componenti utilizzati, ma solamente le prestazioni generali che vengono richieste al circuito, il quale ultimo viene considerato come una «scatola nera». Il fabbricante può dunque utilizzare delle tolleranze e delle tecniche compatibili con i propri metodi di fabbricazione, e porre l'accento sul funzionamento del circuito, che deve avere le prestazioni specificate nelle condizioni normali d'impiego. Se, durante la fabbricazione, il fabbricante deve a volte misurare le caratteristiche di alcuni elementi del circuito integrato, ciò è dovuto unicamente alla necessità di verificare il buon funzionamento dell'insieme.

CIRCUITI INTEGRATI LOGICI

L'eccellente affidabilità e le piccole dimensioni dei circuiti integrati li rendono particolarmente adatti alla costruzione di calcolatori. Que-

sti ultimi utilizzano un gran numero di circuiti logici identici che possono venire realizzati simultaneamente su una piastrina di silicio. Prima di studiare le applicazioni dei circuiti integrati ai sistemi logici, è utile ricordare il principio dei circuiti logici nei quali il transistor serve da commutatore elettronico.

Considerando il montaggio in emettitore comune della figura 1/a e la famiglia delle sue curve caratteristiche illustrate in figura 1/b, è possibile notare che quando la corrente di base è nulla (polarizzazione negativa di base) la corrente di collettore è praticamente nulla (punto A della caratteristica) e la tensione di collettore è più o meno uguale alla tensione di alimentazione + V_{cc} . Al contrario quando la polarizzazione di base è sufficientemente positiva la corrente di collettore raggiunge il suo valore di saturazione (punto B), e la tensione di collettore diventa quasi nulla.

E' dunque sufficiente fornire una debole corrente di base affinché la corrente di collettore passi da zero al suo valore massimo, o al contrario affinché la tensione di collettore passi dal suo valore massimo a pressoché zero.

In tal modo si può utilizzare il transistor in commutazione. Lo stato in cui la corrente di collettore è quasi nulla viene detto stato bloccato; si dice anche che il transistor è «cut-off». Lo stato in cui la corrente di collettore è massima è lo stato aperto; si dice anche che il transistor è in saturazione. E' interessante notare che in questo modo di funzionamento, in cui il transistor è bloccato e saturato, il suo guadagno dinamico è nullo; il circuito, in queste condizioni, è quindi stabile e cambia di stato solo quando la variazione del segnale di ingresso è sufficiente.

Questo tipo di funzionamento del transistor viene sfruttato nei circuiti logici binari, nei quali la presenza o l'assenza di un segnale d'ingresso comporta una tensione di collettore nulla o massima, con l'esclusione di qualsiasi altro valore intermedio. Un solo circuito può scegliere solo tra due stati, per cui è necessario impiegare un enorme

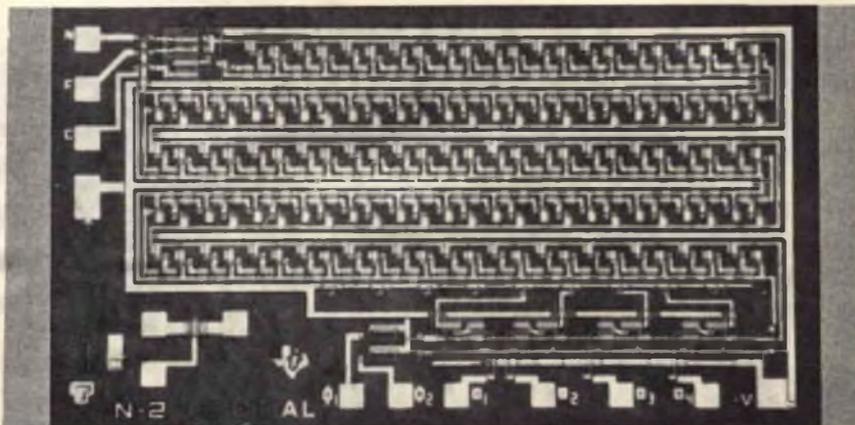


Fig. 3 - Registro a decalaggio su circuito integrato utilizzando dei transistori MOS; piastrina di 2,5 x 1,5 mm.

numero di circuiti per effettuare le operazioni aritmetiche nei calcolatori.

Le operazioni logiche sono eseguite con due tipi di circuiti in cui diversi ingressi sono combinati in una sola uscita.

Il primo circuito fornisce un segnale d'uscita a condizione che tutti i segnali di ingresso siano presenti simultaneamente; esso viene detto circuito AND (e) proprio per il fatto che è necessario che il segnale 1, «e» il segnale 2, «e» il segnale 3 siano simultaneamente presenti. In un simile circuito la polarità del segnale d'uscita è la stessa dei segnali d'ingresso; se esse sono opposte il circuito viene detto NAND (non e) (fig. 2A). Il secondo circuito fornisce un segnale di uscita se uno o più segnali sono presenti all'ingresso; è questo il circuito OR (oppure) poiché fornisce

un segnale d'uscita se il segnale 1, «oppure» il segnale 2, «oppure» il segnale 3 è presente all'ingresso. In questo circuito la polarità del segnale d'ingresso è uguale a quella del segnale d'uscita; se le polarità sono opposte il circuito viene detto NOR (non oppure) (fig. 2-B). Siccome la tensione di uscita di questo tipo di circuito oscilla approssimativamente tra 0 e la tensione d'alimentazione, si possono facilmente collegare più stadi successivi per realizzare operazioni logiche complesse.

Il tipo di circuito descritto è in generale utilizzato in un sistema digitale, il che significa che gli ingressi e le uscite assumono alcuni valori discreti ben determinati. La decisione logica di un tale circuito è dunque rigorosamente esatta, anche in presenza di un rumore abbastanza importante.

E' inoltre necessario conservare in memoria le decisioni logiche al fine di poterle in seguito gestire.

A tal fine, si utilizza spesso un «flip-flop» o oscillatore che, per effetto di un breve impulso di ingresso, «oscilla» tra lo stato bloccato e lo stato saturato e resta saturato quando sparisce l'impulso; un tale oscillatore conserva la memoria dell'impulso che gli è stato inviato finché un impulso di riarmo, applicato all'ingresso giusto, non lo cancella e riconduce il tutto allo stato iniziale.

I diversi circuiti di commutazione citati sono particolarmente adatti ad essere realizzati in circuiti integrati, poiché si compongono esclusivamente di resistenze e transistori; in virtù del fatto che si ha solo lo stato bloccato o quello saturato, le tolleranze sulle resistenze possono essere molto larghe.

Numerose varianti dei circuiti fondamentali sono state utilizzate, esse sono basate su combinazioni di diodi, resistenze e transistori a seconda delle necessità; tipo di funzione logica, velocità di commutazione, potenza assorbita ecc.

I valori delle resistenze sono in generale abbastanza deboli per cui esse non occupano una superficie eccessiva sulla piastrina di silicio.

IL TRANSISTORE MOS NEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI

Il transistor MOS (Metal-Ossido-Semiconduttore) è stato descritto nella decima parte di questa trattazione. Questo elemento presenta delle proprietà interessanti e ben si presta per alcuni tipi di circuiti logici. In virtù della sua particolare struttura esso non necessita dello strato d'isolamento, poiché drain e source sono necessariamente isolati dal substrato per mezzo delle loro stesse giunzioni p-n. Lo spazio che occupa un transistor MOS è dunque inferiore a quello occupato da un transistor bipolare; ciò permette di raggiungere una più elevata densità dei componenti per unità di superficie, quindi un prezzo di vendita inferiore. La fabbricazione dei transi-

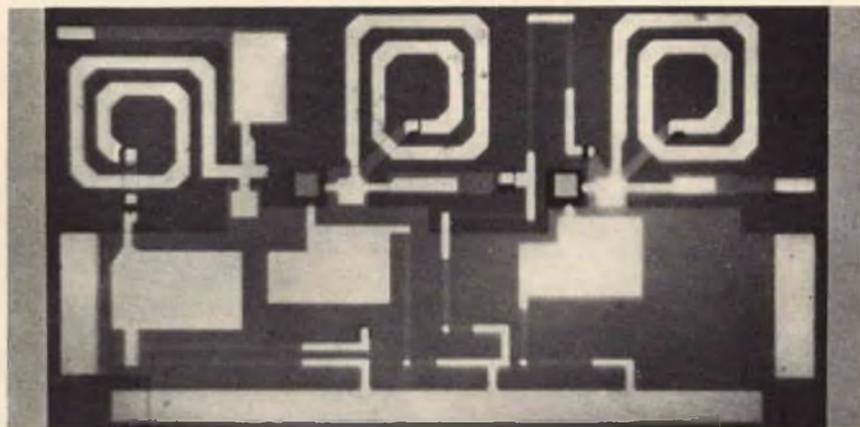


Fig. 4 - Amplificatore 500 MHz integrato; piastrina di 7,1 x 3,8 mm.

stori MOS, inoltre, è relativamente semplice; una sola fase di diffusione è sufficiente a formare le regioni di source e di drain. I circuiti integrati MOS sono dunque più semplici da fabbricare dei circuiti a transistori bipolari, e questo contribuisce ugualmente a diminuire il prezzo di vendita. Infine, il transistor MOS può costituire una resistenza regolabile di elevato valore: a tale scopo è sufficiente dare un valore conveniente alla tensione di gate perché la resistenza drain-source prenda un valore che può raggiungere diversi megaohm senza occupare molta superficie.

Dal punto di vista dei circuiti i principali vantaggi del MOS sono: una elevata impedenza d'ingresso che permette di comandarlo in tensione, una tensione di soglia relativamente elevata che gli conferisce una eccellente immunità al rumore ed infine, il valore della sua tensione di gate che facilita l'accoppiamento diretto. L'inconveniente principale è dato dalla sua velocità di risposta relativamente debole, nettamente inferiore a quella del transistor bipolare. Sembra dunque che il transistor MOS non possa affatto entrare in competizione con il transistor bipolare per realizzare gli elementi centrali di grandi calcolatori, dove la velocità di risposta è indubbiamente il parametro essenziale; per contro, esso si adatta bene, per ragioni economiche, a numerose applicazioni in cui la velocità di risposta non deve essere molto elevata, come ad esempio per l'equipaggiamento periferico di ingresso e di uscita dei grandi calcolatori, per i piccoli calcolatori a media velocità, per la trasmissione di dati su linee telefoniche ecc.

La fig. 3 fornisce un esempio di ciò che può essere realizzato con dei circuiti integrati MOS; essa rappresenta un registro a decalaggio contenente 413 transistori MOS su una piastrina di silicio di 1,52 mm per 2,54 mm.

CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

La messa a punto dei circuiti integrati lineari è stata molto più difficile di quella dei circuiti integrati

logici perché i primi pongono un certo numero di problemi particolari.

La qualifica «lineare» significa che c'è una relazione lineare tra la grandezza d'ingresso e la grandezza d'uscita, il che implica che i transistori devono funzionare nella parte centrale lineare della loro caratteristica di trasferimento, e non alle sue estremità.

Ogni stadio deve dunque essere accuratamente polarizzato. Tuttavia, nel caso di un amplificatore alternato, è praticamente impossibile utilizzare un condensatore di accoppiamento tra gli stadi.

In effetti, le deboli impedenze di ingresso dei transistori bipolari implicano l'impiego di condensatori di elevata capacità, e si sa che è praticamente difficile realizzare condensatori integrati il cui valore superi qualche centinaio di picofarad.

I circuiti integrati lineari, sia che si tratti di amplificatori continui o amplificatori video-frequenze, sono quindi sempre ad accoppiamento diretto, per cui necessitano circuiti di polarizzazione speciali che sono ancora complicati da realizzare per la impossibilità di ottenere delle resistenze di precisione.

Lo sforzo considerevole che è stato dedicato alla realizzazione dei circuiti integrati lineari ha portato tuttavia i suoi frutti ed un buon numero di circuiti che forniscono elevate prestazioni sono attualmente disponibili sul mercato. Il fatto che tutti i componenti siano realizzati sulla stessa piastrina di silicio significa che da una parte è facile realizzare delle coppie di transistori aventi caratteristiche simili e dall'altra, che la temperatura dell'insieme del circuito è uniforme, il che accresce la sua stabilità termica.

I primi circuiti integrati lineari utilizzabili sono stati degli amplificatori di protesi auditiva che avevano dei guadagni dell'ordine di 5.000 con un lieve ingombro. Attualmente vengono realizzati degli amplificatori operazionali, che hanno un guadagno superiore a 100 dB e un'eccellente stabilità in temperatura, dell'ordine del $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, su una piastrina il cui lato non supera 1,4 mm, o degli amplificatori videofrequenza che hanno, per e-

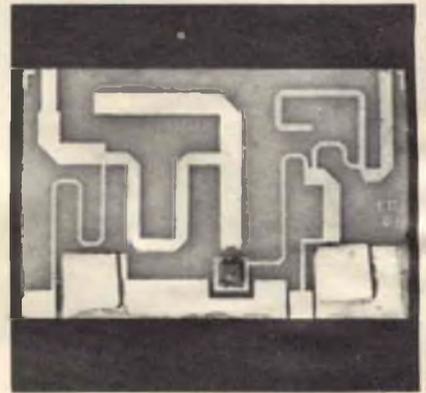


Fig. 5 - Amplificatore 2,25 GHz integrato: piastrina di 9,4 x 6,1 mm.

sempio, un guadagno di 40 dB e una banda passante di 40 MHz. Lo impiego dei circuiti integrati lineari negli amplificatori a frequenza intermedia è stato per parecchio tempo limitato a motivo della quasi impossibilità di realizzare delle bobine integrate. Si realizzano degli amplificatori integrati per frequenza intermedia da 1 a 100 MHz, utilizzanti dei circuiti d'accordo LC esterni, che hanno un guadagno tipico di 30 dB, una larghezza di banda che dipende dalla sovratensione del circuito esterno e un fattore di rumore di 6 dB. La stabilità di questi circuiti è migliore di quella della loro controparte a elementi discreti, particolarmente grazie all'uniformità delle temperature sulla piastrina di silicio.

Al di sopra di 100 o 200 MHz, si sono potuti realizzare, a titolo sperimentale, degli amplificatori ac-

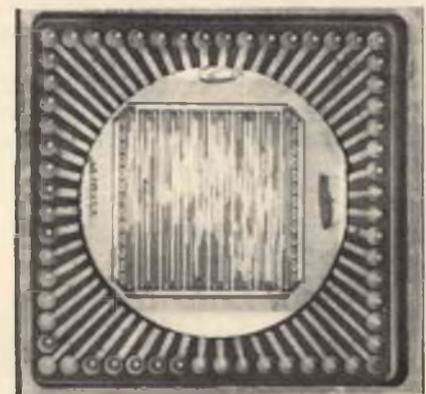


Fig. 6 - Circuito integrato su vasta scala dopo il montaggio; diametro della piastrina 32 mm.

cordati che utilizzano delle bobine integrate in spirale. La fig. 4 rappresenta un amplificatore a due stadi, a circuito integrato, funzionante a 500 MHz e utilizzante delle bobine in spirale deposte per evaporazione sotto vuoto.

CIRCUITI INTEGRATI LINEARI IN MICRO-ONDE

L'avvenire dei circuiti integrati nel campo delle micro-onde è molto promettente in virtù delle dimensioni dei componenti integrati che sono compatibili con quelle delle linee di trasmissione micro-onde dette «strip-lines». Per esempio, una strip-line che abbia una impedenza caratteristica di 50 Ω e utilizzante come dielettrico uno strato di silicio ad alta resistività avente uno spessore di 0,25 mm, ha una larghezza di 0,13 mm che è perfettamente compatibile con le dimensioni dei circuiti integrati e con quelle degli elementi attivi che si adattano a queste linee.

Attualmente la difficoltà è quella di ottenere, e soprattutto di conservare nel corso delle differenti fasi di diffusione, una resistenza del silicio sufficientemente elevata per limitare le perdite dielettriche. Ci si orienta dunque soprattutto sui circuiti integrati micro-onde a film spesso su substrato ceramico, unitamente a dei transistori discreti sotto forma di pastiglie.

La fig. 5 rappresenta per esempio un amplificatore sperimentale a 2,25 GHz, su un substrato ceramico di 9,4 per 6,1 mm. Sembra ora certo che i circuiti integrati micro-onde, sia che facciano appello alla tecnica dei film spessi o che siano monolitici, giocheranno un ruolo molto importante nel campo delle iperfrequenze.

INTEGRAZIONE SU VASTA SCALA

La prossima tappa nel campo dei circuiti integrati è attualmente in fase di studio; essa consiste nel formare il cablaggio tra circuiti individuali sulla piastrina di silicio non incisa; una simile piastrina for-

merà così un sotto-sistema completo.

Quello che si chiama integrazione su vasta scala o LSI (Large Scale Integration). Si è visto prima che la causa principale dei guasti proveniva dal cablaggio tra i componenti e i circuiti. L'affidabilità dei circuiti integrati è eccellente grazie alle interconnessioni formate direttamente sulla piastrina per evaporazione sotto vuoto, e sembra logico passare alla fase successiva in cui l'interconnessione tra circuiti su una stessa piastrina si esegue allo stesso modo.

Quando è necessario interconnettere un gran numero di circuiti logici identici per formare un sottoinsieme funzionale, per esempio in un calcolatore, il metodo attualmente utilizzato consiste nel realizzare i circuiti su una piastrina, suddividerla in piastrine individuali, incapsularle, controllarle ed infine montare gli elementi che rispondono alle specifiche su una piastrina a circuito stampato.

L'integrazione su vasta scala consiste nel realizzare nello stesso modo i circuiti su una piastrina ma, invece di tagliarla, nel controllare ogni circuito sulla piastrina stessa, quindi nel realizzare per evaporazione sulla superficie della piastrina un cablaggio che riunisca un sufficiente numero di elementi rispondenti alle specifiche per realizzare la funzione logica desiderata.

Per dare un esempio concreto è utile considerare la fabbricazione di un sotto-insieme composto di 120 porte identiche.

Si preparano e si verificano delle piastrine di silicio ciascuna contenente 300 porte; in effetti la probabilità di trovare 120 circuiti buoni su tale piastrina è molto elevata poiché il rendimento medio di fabbricazione per questo tipo di piastrina raggiunge 200 circuiti; tuttavia, la localizzazione dei circuiti buoni è perfettamente aleatoria ed è necessario realizzare un cablaggio diverso per ogni piastrina al fine di interconnettere le 120 porte selezionate che rispondono alle specifiche.

Questo tipo di cablaggio è spesso realizzato con l'ausilio di un calcolatore elettronico. Una volta effettuati i collegamenti, la piastrina

viene montata e incapsulata in un contenitore a più piedini (fig. 6).

Anziché impiegare circuiti identici come in precedenza, sarebbe anche possibile, per costituire dei sotto-insieme più complessi, realizzare in numerosi esemplari, su una stessa piastrina, diversi tipi di circuiti differenti (utilizzando maschere multiple) e collegarli. Una simile tecnica permetterà da una parte di migliorare l'affidabilità riducendo la quantità di collegamenti esterni e dall'altra, una volta generalizzata, di diminuire ancora sensibilmente il prezzo di vendita.

CONCLUSIONE

Lo scopo di questa serie di articoli è stato quello di mostrare gli aspetti fondamentali dei materiali e degli elementi semiconduttori e della relativa tecnologia; tutto ciò è indispensabile per ben comprendere anche i successivi sviluppi che certamente avrà l'elettronica dei semiconduttori.

I progressi in questo campo, sono rapidissimi ma i principi base rimangono valevoli perché verosimili. Nuove scoperte si aggiungono ogni giorno ed è necessario per chiunque si interessi di elettronica aggiornarsi permanentemente per tenersi al corrente delle più recenti realizzazioni.

Il nostro corrispondente da New York Domenico Serafini, il quale collabora con riviste italiane, francesi, americane, cinesi e con la RAI per «Il mondo della Scienza» è stato nominato Membro dell'Accademia Tiberina, Istituto di Cultura Universitaria e di Studi Superiori.

Al collega Serafini, le congratulazioni più sincere e cordiali dalla Direzione e dalla Redazione della nostra rivista.

DUE METODI PER PROVARE I DIODI ZENER DI TIPO INCOGNITO

a cura di L. BIANCOLI

Dopo gli articoli di precedente pubblicazione, relativi alla tecnica di identificazione dei transistori di tipo incognito, la breve nota che segue completa l'argomento precisando quali provvedimenti possono essere adottati per identificare le caratteristiche di un diodo zener la cui sigla sia illeggibile.

Negli ultimi anni, il costo produttivo dei dispositivi semiconduttori è diminuito rapidamente, provocando un'invasione del mercato da parte di diversi Fabbricanti mediante un numero praticamente illimitato di componenti di tutti i prezzi, e con le più svariate caratteristiche.

Questa è la causa principale del fatto che molto spesso i rivenditori di parti staccate offrono confezioni di cento transistori o di quantitativi analoghi di diodi di varia natura, per somme piuttosto limitate.

La maggior parte di questi componenti non sono stati collaudati, e non recano neppure contrassegni di identificazione, per cui chi intende farne uso deve procedere ad una classificazione, con i mezzi di fortuna di cui dispone.

Come abbiamo visto in altre occasioni, i transistori possono essere provati ricorrendo all'impiego di un multimetro o di un voltmetro elettronico, o ancora disponendo di una prova-transistori, i quali strumenti permettono anche il controllo delle caratteristiche di funzionamento dei diodi normali.

Cosa dire però nei confronti dei diodi zener? Essi rappresentano in-

fatti una situazione completamente diversa.

Nei loro confronti, il solo impiego del voltmetro elettronico o del multimetro permette soltanto di stabilire se il semiconduttore è aperto (interrotto) oppure in cortocircuito, e di stabilire ben poco per quanto riguarda invece le sue prestazioni.

A meno che non si esegua una prova classica direttamente del circuito, è impossibile identificare ad esempio la tensione di rottura («breakdown») nei confronti della quale si manifesta l'effetto zener.

Sotto questo aspetto, lo schema semplificato di figura 1 illustra un metodo assai preciso per stabilire il valore della suddetta tensione.

Tutto ciò che occorre per allestire questo primo semplice dispositivo consiste in un multimetro oppure in un voltmetro elettronico, in

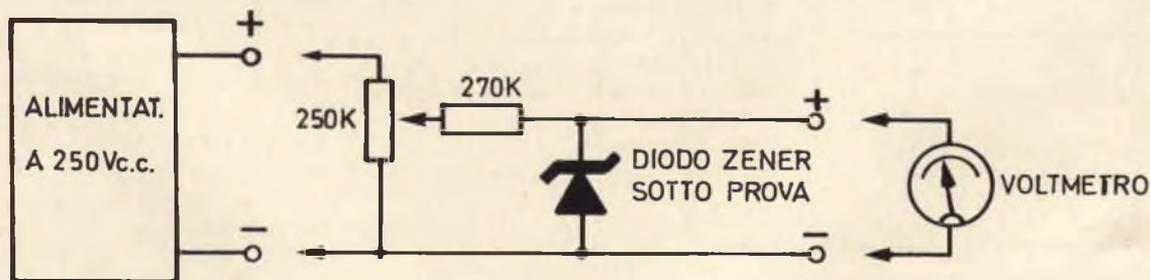


Fig. 1 - Semplice metodo per determinare il valore approssimato della tensione zener, in un diodo di questo tipo avente caratteristiche incognite. Lo strumento può essere un multimetro ad alta resistenza interna, oppure un voltmetro elettronico.

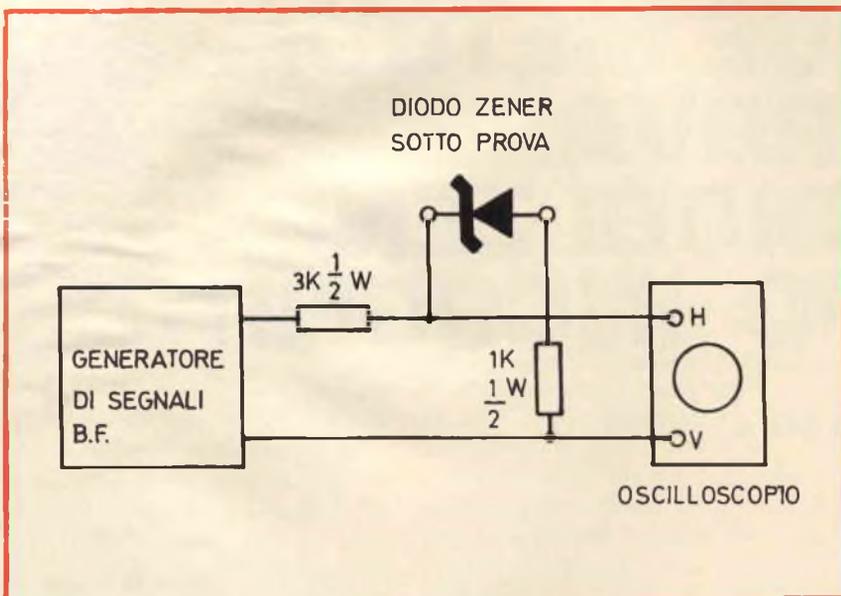


Fig. 2 - Questo secondo schema illustra un metodo assai più preciso e rapido col quale è possibile determinare le caratteristiche di un diodo normale, e stabilire anche il valore tipico della tensione zener di un diodo di questo tipo. Occorre disporre a tale scopo di un generatore di segnali a bassa frequenza, e di un oscilloscopio.

due resistori da 0,5 W ciascuno, ed in un alimentatore ad alta tensione, con bassa corrente di uscita, in grado di fornire circa 250 V.

Se si dispone di un alimentatore ad uscita variabile, in grado cioè di fornire una tensione di uscita regolabile tra zero e 250 V, è possibile servirsene in sostituzione della sorgente di tensione fissa, sopprimendo il potenziometro da 250 k Ω . Quest'ultimo funziona come partitore di tensione, mentre il resistore

da 270 k Ω svolge la funzione di limitatore di corrente.

Il diodo zener da provare, viene collegato al circuito nel modo illustrato, facendo molta attenzione alla polarità, in quanto il catodo deve essere collegato al lato positivo della tensione fornita dall'alimentatore.

Questa tensione deve partire da un valore minimo, e deve essere aumentata gradatamente regolando lo alimentatore a tensione variabile, oppure spostando verso l'alto il cursore del potenziometro, fino ad individuare il punto in corrispondenza del quale il voltmetro non denota più alcun aumento di tensione.

In tal modo viene stabilita la tensione «breakdown» del dispositivo semiconduttore sotto prova. Se la indicazione fornita dallo strumento è nulla, ciò significa che il diodo zener è in cortocircuito; per contro, se variando la tensione risulta possibile raggiungere il massimo, ciò significa che il diodo zener è interrotto.

Se da un canto questo metodo fornisce un'indicazione abbastanza approssimativa della tensione di innesco, è però un metodo piuttosto lento, nel senso che comporta una certa perdita di tempo. Sotto questo aspetto, il circuito illustrato alla fi-

gura 2 permette di ottenere risultati assai più precisi, ed anche molto più rapidi per il controllo dei diodi zener.

Tutto ciò che occorre è in questo caso costituito da un generatore di segnali sinusoidali a bassa frequenza, ed un buon oscilloscopio. Il generatore deve essere in grado di fornire una tensione di uscita dell'ordine di 60 V da picco a picco, mentre l'oscilloscopio deve essere munito di uno schermo calibrato in V/cm, oppure in V/pollice.

Il procedimento è molto semplice. Il diodo zener deve essere collegato al circuito nel modo illustrato, dopo di che il generatore di segnali viene predisposto per fornire un segnale della frequenza di 100 Hz. L'ampiezza dei segnali forniti in uscita viene poi aumentata gradatamente, fino a riscontrare il verificarsi della tensione di innesco, nel modo illustrato alla figura 3. In essa, V_z , rappresenta la tensione zener, ed il suo valore viene rilevato sul quadrante graduato del regolatore di ampiezza orizzontale sullo oscilloscopio.

L'intensità della corrente che scorre attraverso il circuito può essere letta direttamente sull'asse verticale, in quanto essa riproduce la variazione di tensione, la quale variazione può essere convertita in una variazione di corrente mediante la semplice legge di Ohm, dal momento che la tensione letta si manifesta ai capi di un resistore del valore di 1 k Ω .

Le caratteristiche di polarizzazione diretta del diodo zener sono analoghe a quelle di un diodo normale, e vengono rilevate sul lato destro dell'asse verticale. Di conseguenza, è anche possibile determinare le caratteristiche di un normale diodo, adottando il medesimo circuito ed i medesimi strumenti.

In questo secondo esempio, se il semiconduttore è in cortocircuito, la traccia coincide con l'asse verticale; se invece esso è interrotto, la traccia coincide con l'asse orizzontale.

Abbiamo così chiarito i due semplici metodi mediante i quali è assai facile controllare qualsiasi tipo di diodo disponibile in laboratorio, particolarmente se si tratta di un diodo zener.

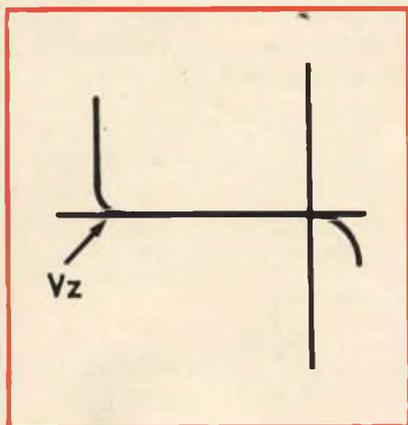


Fig. 3 - Grafico illustrante la curva caratteristica di un diodo zener. La freccia indica il gomito in corrispondenza del quale viene rilevato il valore di V_z , sul quadrante graduato della manopola che regola l'entità della deflessione orizzontale.

IMPARIAMO A INDIVIDUARE LE ANOMALIE DEI TELEVISORI GUARDANDO LE IMMAGINI

Nel numero scorso abbiamo parlato delle principali anomalie che sono imputabili ad una imperfetta regolazione dei comandi che normalmente sono regolati direttamente dall'utente; anomalie che sono state messe in evidenza impiegando un generatore di barre.

Continueremo adesso questo esame seguendo la stessa prassi e prendendo in considerazione quelle anomalie che in genere sono dovute ad una imperfetta regolazione dei comandi supplementari che, a seconda del modello di televisore, possono essere collocati internamente al televisore stesso, e quindi sono accessibili togliendo il coperchio posteriore, oppure sono installati, sempre posteriormente, in modo che possano essere regolati dall'esterno senza richiedere di asportare il coperchio.

IL GENERATORE DI BARRE

Prima di affrontare l'argomento in questione parliamo brevemente del generatore di barre il quale è della massima utilità qualora si desideri controllare la linearità delle deviazioni verticali ed orizzontali ma che è anche adatto a dare molte altre utilissime indicazioni.

In primo luogo occorre premettere che il generatore di barre permette di avere a disposizione, in qualsiasi momento, una immagine campione cosa che non è sempre possibile con il monoscopio irradiato dalle emittenti TV la cui emissione è limitata a poche ore della giornata.

Osserviamo ad esempio il generatore illustrato in figura 1, la quale si riferisce al generatore di barre UK 495/C della AMTRON che è reperibile presso i punti di vendita della organizzazione della G.B.C. Italiana: con questo strumento si può disporre in qualsiasi momento di un segnale video non modulato corrispondente ai soli segnali di sincronismo di riga e di quadro, di durata identica a quella fissata nello standard televisivo.

Un apposito commutatore permette di ottenere una serie di barre verticali ed orizzontali sullo schermo TV che permettono di controllare, con la massima accuratezza, la linearità dell'immagine del televisore, il funzionamento del circuito separatore di sincronismo, la definizione dell'immagine, gli spostamenti di fase dello stadio video, l'efficienza del filtraggio, e così via. Le caratteristiche di tale strumento sono le seguenti: Barre verticali: variabili da 8 a 16 con la durata di 0,5 μ s. Barre orizzontali: variabili da 7 a 13, durata 200 μ s. Sincronismo di riga: ripetizione 64 μ s, 15625 Hz, durata 5 μ s. Sincronismo di quadro: ripetizione 20 ms, 50 Hz, durata 600 μ s. Aggancio sincronismo di quadro: da 0,5 a 15 V max, alla frequenza di rete. Tensione di uscita video: 1 Vpp, negativa. Alimentazione: 9 Vcc. Transistori impiegati: 8 x BC109B, diodi impiegati: 2 x 0A202.

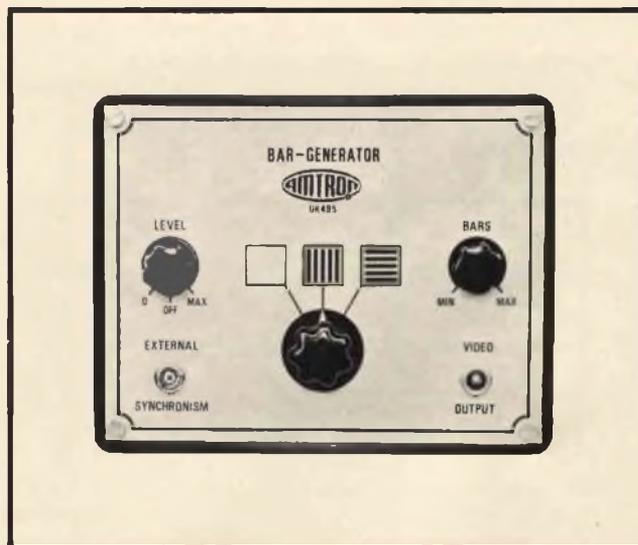


Fig. 1 - Generatore di barre AMTRON UK 495/C, fornito in scatola di montaggio dalla G.B.C. Italiana.

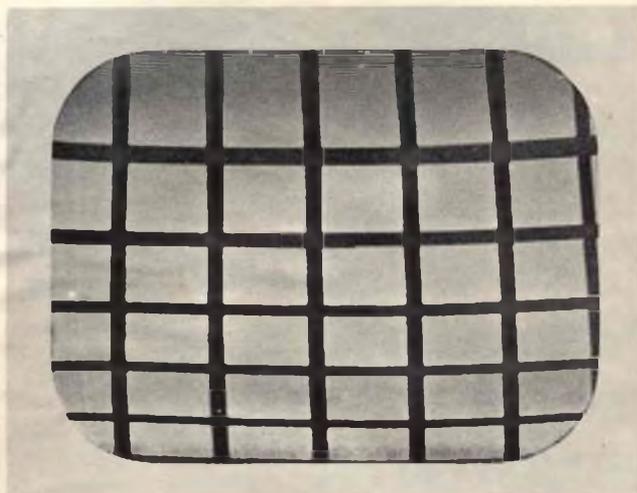


Fig. 2 - Immagine sensibilmente distorta a causa di un certo schiacciamento verso il basso ed allungamento verso l'alto.

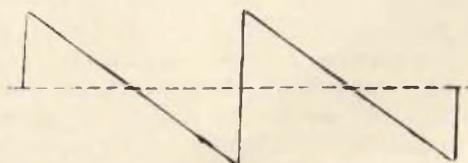


Fig. 3 - Corrente che attraversa le bobine di deflessione di quadro avente perfetta forma a dente di sega.

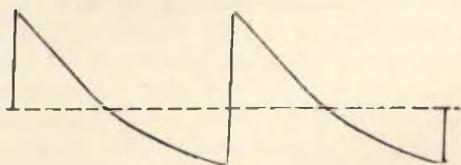


Fig. 4 - Corrente che attraversa le bobine di deflessione di quadro di forma anomala che dà luogo all'inconveniente illustrato in figura 2.

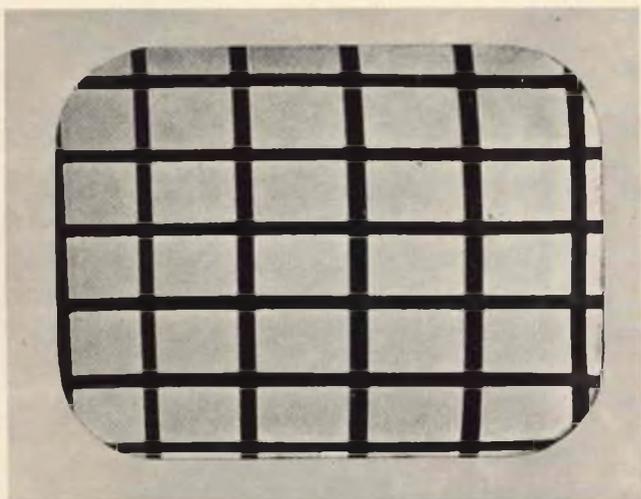


Fig. 5 - Immagine allungata su un lato la quale dà luogo alla ovalizzazione del cerchio del monoscopio.

Caso n° 1

Alterazione: *L'immagine è notevolmente distorta di modo che risulta molto allungata verso la parte superiore e schiacciata nella parte inferiore, come mostra la figura 2, o viceversa.*

Causa: *Il difetto evidentemente è dovuto alla forma della corrente che passa attraverso le bobine di deflessione di quadro la quale anziché avere la perfetta forma a denti di sega, come mostra la figura 3, assume la forma di figura 4.*

Per eliminare l'inconveniente è necessario ruotare il comando relativo alla linearità verticale fino a che l'immagine risulti normale.

Se si osserva l'immagine del monoscopio i cerchi dovranno risultare perfettamente rotondi.

Unitamente al suddetto comando in genere è necessario regolare altresì il comando che serve a regolare l'altezza dell'immagine.

Caso n° 2

Alterazione: *Come mostra la figura 5, l'immagine è allungata sul lato destro mentre è più corta sul lato sinistro, o viceversa, di modo che il monoscopio assume la forma di un ovale anziché quella di un cerchio.*

Causa: *Anche in questo caso l'anomalia è dovuta alla corrente che scorre nelle bobine di deflessione orizzontale la quale, evidentemente non ha la forma richiesta.*

A seconda del tipo di televisore occorre agire sul comando che regola la linearità orizzontale e sull'eventuale magnetino permanente che in genere è collocato vicino alle bobine di deflessione.

La perfetta regolazione si ha quando i rettangoli del generatore di barre sono tutti identici, oppure quando le barre orizzontali e quelle verticali sono ugualmente distanziate. Qualora si usi come immagine campione il monoscopio, il Cerchio maggiore dovrà risultare perfettamente rotondo.

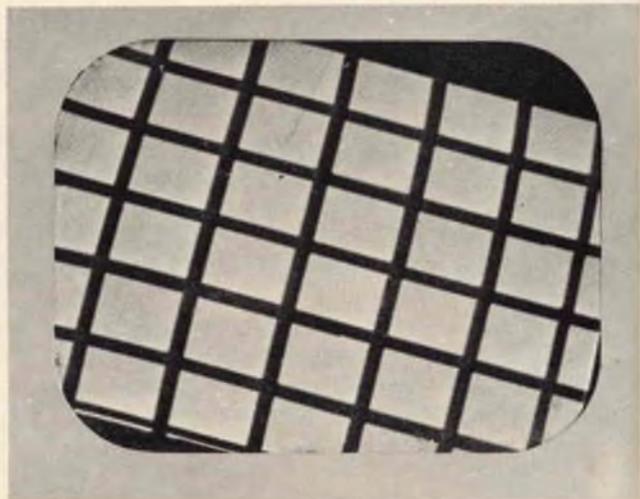


Fig. 6 - Immagine inclinata, a causa dello spostamento delle bobine di deflessione.

Caso n° 3

Alterazione: L'immagine anziché essere perfettamente diritta risulta ruotata di un certo angolo, come mostra la figura 6.

Causa: E' questa una anomalia che si può riscontrare soltanto nei televisori appena installati oppure appena riparati od in quelli che per un motivo qualsiasi abbiano subito delle brusche scosse, e dipende dal fatto che le bobine di deflessione, verticali ed orizzontali, si sono spostate lungo il collo del tubo a raggi catodici.

In questo caso occorre agire sulla vite che serve a fissare le suddette bobine, che evidentemente si è allentata, girando l'intera unità fino a quando l'immagine risulti perfettamente diritta.

Caso n° 4

Alterazione: L'immagine, pur regolando con la massima cura i comandi di luminosità e di contrasto, è piuttosto confusa.

Causa: L'anomalia è senz'altro dovuta ad una imperfetta messa a fuoco dell'immagine, di modo che il campo di focalizzazione non ha l'intensità richiesta.

Occorre agire sul comando che serve a regolare la messa a fuoco valendosi prevalentemente del monoscopio, che permette di effettuare una regolazione più perfetta del generatore di barre.

Caso n° 5

Alterazione: L'immagine risulta spostata rispetto allo schermo. Essa può essere spostata verso destra, come mostra la figura 7, oppure verso sinistra ed anche verso l'alto o verso il basso.

Causa: L'anomalia è da attribuire all'anello di centratura che è collocato attorno al collo del tubo a raggi catodici che è male regolato di modo che il pannello elettronico viene deflesso troppo a destra o troppo a sinistra, od anche verso l'alto o verso il basso.

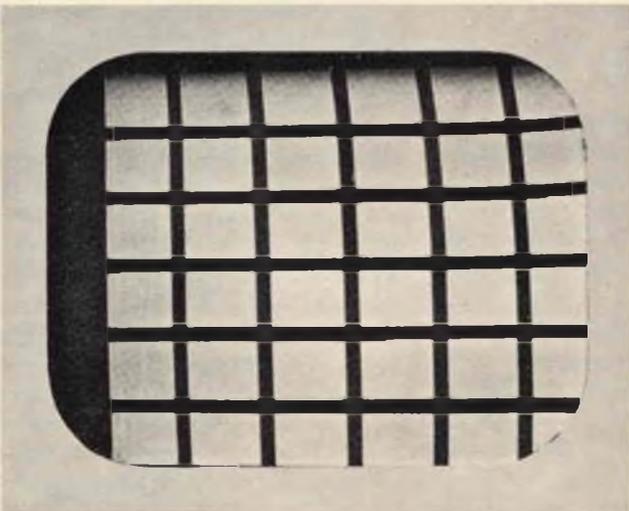


Fig. 7 - Immagine non centrata, a causa dello spostamento dell'anello di centratura.

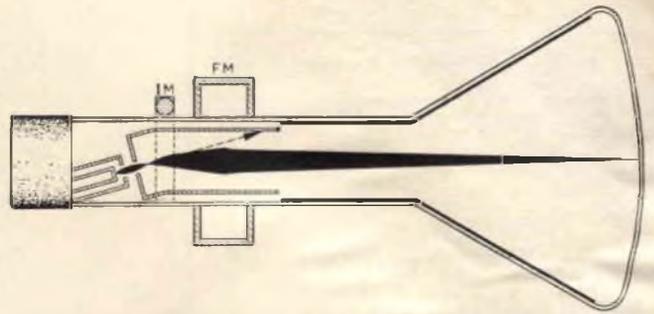


Fig. 8 - Cannone elettronico di un tubo RC montato con un certo angolo rispetto all'asse del collo del tubo per evitare i danni provocati dagli ioni.

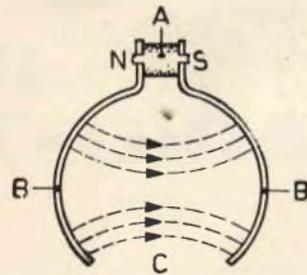


Fig. 9 - Vista frontale di un magnete per trappola ionica.

L'inconveniente si elimina facilmente agendo sulle apposite viti o sulle sporgenze che si trovano sull'anello o sugli anelli di centratura i quali dovranno essere spostati in modo che l'immagine assuma la regolare posizione richiesta.

Caso n° 6

Alterazione: Sullo schermo si può osservare soltanto una certa luce diffusa e molto confusa.

Causa: Se dopo aver regolato accuratamente i comandi di luminosità e di contrasto l'anomalia persiste essa è dovuta certamente al magnete della trappola ionica il quale a causa di vibrazioni o di urti si è spostato cosicché il fascio elettronico non ha più la richiesta concentrazione che è indicata in figura 8.

Per eliminare l'inconveniente in primo luogo è necessario ridurre notevolmente la luminosità e quindi occorre agire lentamente sul magnetino della trappola nei due sensi destra e sinistra, attorno al tubo a raggi catodici, ed avanti e indietro fino ad ottenere la massima luminosità possibile. Tale condizione indica che la posizione del magnete è corretta.

E' molto importante notare che detto inconveniente in genere si verifica dopo una riparazione che ha richiesto la rimozione delle bobine di deflessione e del magnete della trappola ionica.

La figura 9 mostra un magnete della trappola ionica visto frontalmente. La lettera A si riferisce al magnete con le due espansioni polari Nord e Sud, la lettera B al prolungamento delle espansioni polari stesse mentre la lettera C indica il percorso delle linee di forza del campo magnetico.

**questo mese
parliamo di...**



di P. SOATI

IMPIANTI RADIO-TELERICEVENTI

Le trasmissioni radio-televisive in questi ultimi tempi hanno subito uno sviluppo talmente rapido che si è reso assolutamente indispensabile studiare accuratamente ciascun tipo di impianto ed in modo particolare quello di antenna.

Le frequenze che interessano coloro che desiderano ricevere le suddette emissioni, ed in particolare gli SWL, sono le seguenti.

Onde lunghe: 150 ÷ 285 kHz.

Onde medie: 525 ÷ 1605 kHz.

Onde corte: 3200 ÷ 3400 kHz;

3950 ÷ 4000 kHz; 4750 ÷ 5060 kHz; 5950 ÷ 6200 kHz; 7100 ÷ 7300 kHz; 9500 ÷ 9775 kHz; 11700 ÷ 11975 kHz; 15100 ÷ 15450 kHz; 17700 ÷ 17900 kHz; 21450 ÷ 21750 kHz; 25600 ÷ 26100 kHz;

Modulazione di frequenza: 87,5 ÷ 104 MHz (per gli SWL può interessare anche la gamma 41 ÷ 73 MHz usata in altre regioni e dai paesi dell'Est).

Televisione: banda I 52,5 ÷ 68 MHz; Banda II 81 ÷ 88 MHz; Banda III 174 ÷ 223 MHz; Banda IV 470 ÷ 605 MHz; Banda V 606 ÷ 790 MHz.

In questa puntata parleremo delle antenne per la TV mentre nella

prossima analizzeremo le antenne destinate alla ricezione delle onde lunghe e corte destinate alla ricezione DX per SWL.

Un'antenna ovviamente deve essere montata in modo da captare i segnali con un livello molto elevato e, nel limite delle possibilità, esenti da riflessioni. In linea di massima per ottenere una buona ricezione è opportuno usare i seguenti tipi di antenne:

Modulazione di frequenza:

antenna Yagi a due elementi
Banda I:

antenna Yagi a quattro elementi
Banda III:

antenna Yagi a sei elementi
Banda IV:

antenna Yagi a 15 elementi

E' evidente che il tipo di antenna dovrà essere scelto in funzione del segnale disponibile e del luogo in cui dovrà essere effettuata la ricezione secondo i seguenti parametri di scelta:

- In località dove l'intensità del segnale è molto debole occorre usare delle antenne aventi un guadagno molto elevato installate il più alto possibile dal suolo.
- Nelle località in cui sono presenti molti disturbi, provenienti prevalentemente dal basso, oc-

corre utilizzare delle antenne con apertura verticale minima.

c) Nelle località in cui sono presenti molti disturbi laterali è necessario impiegare delle antenne con apertura orizzontale minima.

d) Qualora i disturbi provengano dalla parte posteriore dell'antenna, e specialmente in presenza di riflessioni, è opportuno usare delle antenne con un rapporto avanti-indietro molto alto, ricorrendo magari a delle antenne del tipo corner.

Le suddette norme sono molto importanti e purtroppo sovente sono trascurate anche da coloro che eseguono impianti centralizzati in zone molto disturbate.

Di norma i sostegni di antenna debbono essere costituiti da pali di ferro zincato a fuoco del diametro di 30 ÷ 50 mm, sostenuti da zanche anch'esse zincate.

Le varie antenne saranno montate sullo stesso palo distanziandole almeno di 120 cm l'una dall'altra. Qualora il palo dovesse superare l'altezza di 2,50 m dovrà essere opportunamente controventato. Tale norma dovrà essere seguita anche per pali di altezza inferiore ai 2,50 m nelle zone ventose o soggette a temporali.

LINEA DI ALIMENTAZIONE

La linea di alimentazione, specialmente negli impianti centralizzati, dovrà essere costituita da cavo coassiale a 75 Ω di ottima qualità e con perdite non superiori a 20 dB per 100 m di lunghezza, alla frequenza di 500 MHz.

Sebbene esistano molti tipi di cavi a polietilene espanso di ottima qualità riteniamo sia da preferire il cavo a polietilene compatto purché le perdite si mantengano nei limiti sopra indicati.

Nell'installare una linea di alimentazione occorre assolutamente evitare di stringere esageratamente le viti fissacavo poiché tale operazione quasi sempre dà luogo ad una ovalizzazione del cavo stesso con relativa variazione del valore caratteristico dell'impedenza.

I raggi di raccordo debbono essere almeno di 70 mm ed il cavo non dovrà mai essere sottoposto a sforzi di natura meccanica perché anche in questo caso la trazione darebbe luogo a variazione dell'impedenza.

ONDE STAZIONARIE

La tensione lungo una linea di alimentazione rimane costante, salvo l'attenuazione dovuta al cavo, quando la linea viene chiusa su di una resistenza il cui valore sia identico all'impedenza caratteristica del cavo.

Se invece tale resistenza ha un valore differente da quello dell'impedenza caratteristica si manifestano delle onde riflesse le quali sommandosi o sottraendosi all'onda diretta danno luogo a delle onde stazionarie con dei valori massimi (V_{max}) e dei valori minimi (V_{min}).

Il disadattamento di impedenza, cioè il ROS (rapporto di onde stazionarie) è dato dalla seguente espressione:

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

Qualora il suddetto rapporto sia uguale a 1 ciò significa che si ha l'assenza completa dell'onda riflessa, se invece il valore è molto eleva-

TABELLA 1	coefficiente di riflessione	
	ROS	%
1,002	0,10	60,0
1,20	9,44	20,5
1,50	20,00	14,0
1,70	28,20	11,0
2,00	33,50	9,5
3,00	50,10	6,0
4,00	59,60	4,5
5,02	66,80	3,0
11,60	84,10	1,5

KT₀ dB

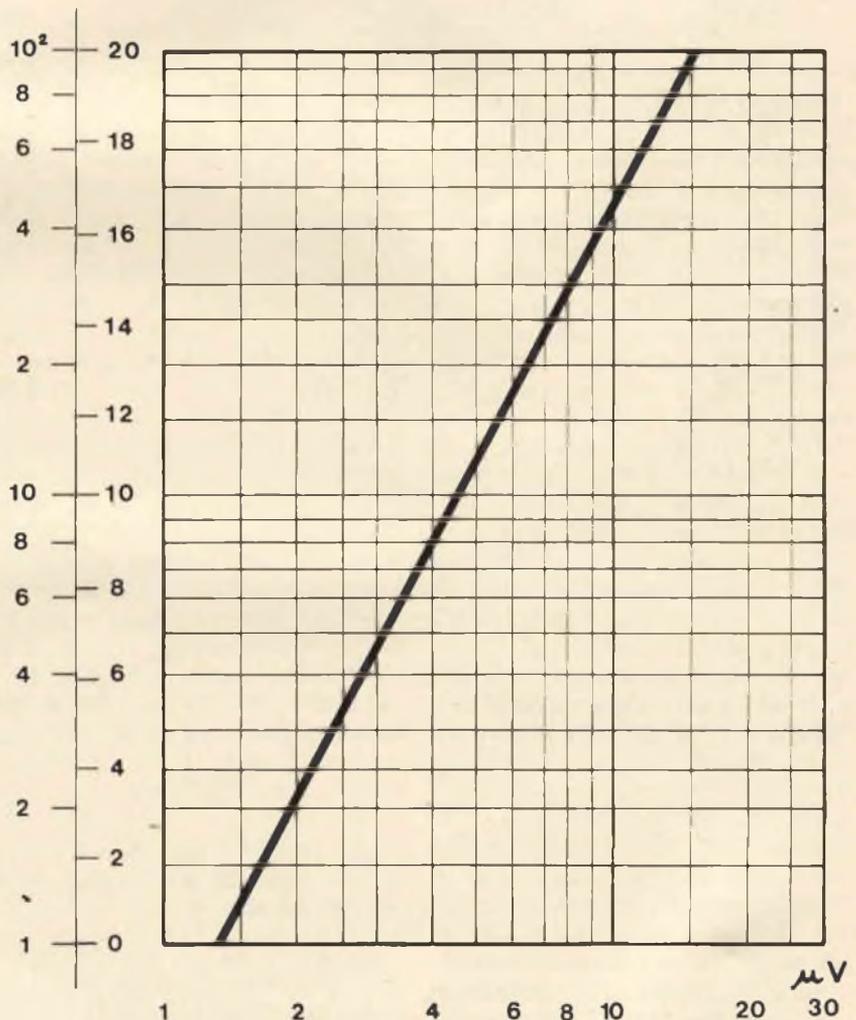


Fig. 1 - Grafico dei valori della sensibilità limite per S/N = 1 (cioè rapporto segnale/disturbo = 1). Impedenza Z = 75 Ω. I valori in μV sono per un circuito chiuso su una stessa impedenza mentre con il circuito aperto i valori si raddoppiano. Banda passante 5 MHz.

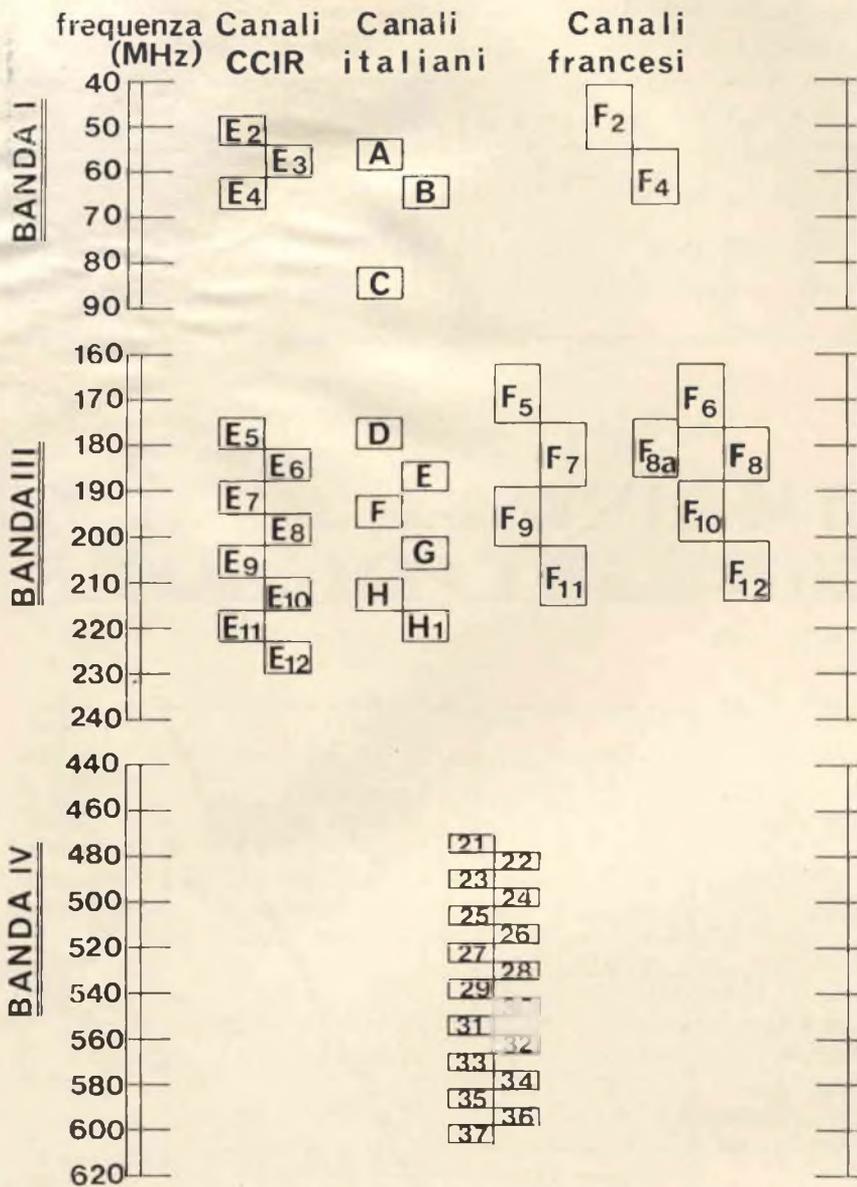


Fig. 2 - Esempio di ripartizione dei canali televisivi italiani, C.C.I.R. e francesi.

to, ad esempio infinito (∞) ciò vuol dire che l'ampiezza dell'onda riflessa è quasi uguale a quella dell'onda diretta.

Si definisce coefficiente di riflessione ρ il rapporto:

$$\rho = \frac{V \text{ riflesso}}{V \text{ diretto}}$$

Il ROS si può altresì definire in funzione di ρ , nel seguente modo:

$$\text{ROS} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Questo parametro si definisce in decibel, sotto il livello del segnale diretto, (return loss) cioè:

$$20 \log_{10} \rho$$

La tabella 1 dà alcune relazioni tra i valori di ρ , espresso in % oppure in dB.

In genere tutti i componenti, prese e derivatori, debbono essere studiati in modo da consentire la realizzazione di reti con un minimo di componenti, con livelli i più uniformi possibile e per valori di ROS inferiori a 1.7.

RUMORE

Nel senso più esteso della parola il rumore deve essere considerato come una componente indesiderata di un segnale.

Quando il segnale indesiderato ha un livello molto più basso del segnale desiderato, l'informazione, di qualsiasi genere essa sia (radio o TV), non subisce alcuna influenza. Se invece il livello del segnale indesiderato è sensibile, si manifesta un certo fruscio che è chiaramente udibile nella ricezione audio e che nelle immagini televisive si manifesta con il noto effetto sabbia od effetto neve.

E' pertanto evidente che il rapporto segnale/rumore (che normalmente si abbrevia con la sigla S/N dall'inglese signal/noise), debba essere il più alto possibile se si vuole ottenere una buona ricezione.

Ovviamente quanto più tale rapporto è alto, tanto migliore è la qualità della ricezione, ma occorre tenere presente che esiste un limite oltre il quale, a causa dei fenomeni di saturazione, si ottengono delle distorsioni, pertanto l'esperienza insegna che con un rapporto S/N minimo di 26 dB un'immagine televisiva è accettabile, con un rapporto di 36 dB è buona ed infine con un rapporto di 46 dB è da ritenere ottima.

Il segnale indesiderato, cioè il rumore che esiste all'entrata di un amplificatore ha un valore ben definito che è proporzionale alla figura di rumore espressa in kTo, oppure in dB dell'amplificatore stesso.

Se ad esempio un amplificatore con cifra di rumore di 6 dB (circa 4 kTo), ha una tensione di fruscio di 2,8 μV per una larghezza di banda di 5 MHz, è evidente che se, il segnale desiderato in arrivo è di 280 μV esso risulterà 100 volte maggiore (cioè 40 dB) al rumore e pertanto, secondo quanto abbiamo detto sopra, si avrà senza altro una buona immagine.

Il diagramma di figura 1 fornisce la sensibilità limite per un rapporto S/N = 1 partendo dal suo fattore di rumore N espresso in kTo od in dB.



**l'angolo
del CB**

di ALLIGATORE Alberto

IN MARE COL BARACCHINO JACKY - 23 TENKO

Quando certi CB decidono di stanziare una determinata cifra per l'acquisto di un secondo baracchino, vengono generalmente assaliti da vere e proprie crisi. Ciò si verifica perché, chiedendo consigli qua e là, sui vari tipi e marche, essi non tengono conto che i suggerimenti dati hanno valore puramente soggettivo, e, non servono che a confondere le idee. Qui inizia la crisi; seguire i consigli di Alfa 2, oppure di Tango 4? L'unica soluzione da prendere invece, è di rifarsi alle esperienze personali, e domandarsi cosa si vuole effettivamente dal nuovo baracchino! In genere si trova subito una risposta, rivolgendo il proprio interesse all'SSB. A questo punto non rimane che prendere un'ultima decisione: meglio una stazione fissa, oppure mobile? Indubbiamente una mobile facilmente trasformabile in fissa mediante un alimentatore da rete stabilizzato. Perché, direte voi, tutti preferiscono, ed alcuni addirittura sognano, il ricetrasmittitore con l'SSB? I vantaggi sono innumerevoli. I principali dal punto di vista tecnico, sono: assenza di QRM e una maggiore portata operativa; comunque di cosa sia in realtà la SSB abbiamo cercato di spiegarlo lo scorso numero. Per dimostrare ulteriormente l'utilità di un rice-

trasmettitore munito di SSB, vogliamo citarvi alcune prove effettuate su una barca nel mese di giugno, durante una gita, nel Golfo di Venezia, a circa dodici miglia dalla costa. Tra i naviganti per nulla solitari (c'era anche un cane): Stella Polare 2 e Trinità famoso bevitore di Tokaj veneto; sulla barca (cabinato da 6 metri), avevamo installato un'antenna mod. RTB-27L della ditta Hustler (codice GBC KT/0720-00) che da esperienze riscontrate in altri frangenti si è dimostrata veramente ottima, ed un ricetrasmittitore mod. Jacky-23 della ditta Giapponese Tenko. In quello stesso tratto di mare, il mese prima avevamo effettuato prove con altri baracchini quindi ci sentivamo dei veri e propri lupi di mare. Dopo circa un'ora di navigazione, sono iniziate le prove, collegando l'amica Lorella nel QTH Udine a cui avevamo dato un appuntamento radio alle 9 precise.

In base agli accordi presi il collegamento è stato effettuato sul canale 23 in LSB (Banda laterale inferiore), tutto OK. Intanto l'amico Trinità, come premesso, appassionato di spremute d'uva, tra un panino e l'altro, si accertava che il vino non diventasse aceto, sorvegliandolo continuamente. La prova in AM fu scarsa poiché a mala pe-

na riuscivamo a sentirci. L'amico Stella Polare 2 subito intervenne, facendo degli apprezzamenti poco carini nei riguardi del baracchino. Cercando di mantenere la calma spiegammo all'inesperto che, purtroppo, in mare era pressoché impossibile effettuare dei DX in AM, poiché causa l'ottima propagazione si accavallavano portanti provenienti da tutte le parti producendo un bailamme incredibile. Trinità, sdraiato sulla brandina di prua un poco ubriaco, fingeva di interessarsi alla discussione.

Al pomeriggio abbiamo fatto la prova più interessante impiegando il «Jacky 23» con una antenna di fortuna. L'idea di Stella Polare 2 mirava, è chiaro, a distruggere moralmente il nostro baracchino. Prendemmo l'accordatore d'antenna Johnson mod. 250-0049-001 per collegarlo in serie tra il baracchino e l'«Antenna». Al posto della RTB 27L mettemmo un filo di rame. Mediante l'accordatore d'antenna e la bobina regolabile all'interno della base RTB-27L portammo il ROS a 1 : 1,2. Con grande stupore copiammo nuovamente Lorella che modulava con altri amici. Potrebbe succedere a tutti, di trovarsi in mare con lo stilo dell'antenna rotto durante un fortunale e questo è un modo per cavarsela ed esse-

re oltretutto in grado di lanciare l'SOS.

Quindi oltre al salvagente e lo estintore portate sempre con voi un rosmetro un accordatore d'antenna, e soprattutto installate un'ottima antenna, come ad esempio l'RTB-27L.

LE CARATTERISTICHE TECNICHE

Iniziamo con la sensibilità di ricezione in AM che, strumenti alla mano, è di ben $0,5 \mu\text{V} - 10 \text{ dB S/N}$ e in SSB di $0,1 \mu\text{V} 10 \text{ dB S/N}$.

La potenza d'uscita BF è di 2 W, ed il consumo sempre in ricezione

rati, offre una regolazione più razionale, non escludendo completamente la modulazione. Ciò permette all'operatore di regolare alla soglia il controllo su due segnali di livello differente.

PWR/Vol-Off

Potenzimetro per la regolazione del volume munito di interruttore generale.

S/Meter

Lineare con scala graduata in dB, per la misura dell'intensità di se-

ti il suo uso è estremamente importante nei collegamenti.

Fine Tune

Manopola per la regolazione della sintonia fine. Riscontra la massima utilità specialmente in SSB spostando di $\pm 600 \text{ Hz}$ la frequenza dei quarzi in ricezione, consentendo di sintonizzare con la massima precisione il segnale in arrivo.

RF Gain

Regola il guadagno degli stadi amplificatori di AF, in ricezione per consentire di attenuare ulteriormente eventuali segnali in arrivo troppo forti, che finirebbero col saturare gli stadi d'ingresso generando gravi e dannose distorsioni.

Mode Switch-AM/SSB

Commutatore per la selezione dei sistemi di modulazione. In «AM» per ricevere e trasmettere segnali nella modulazione convenzionale a modulazione d'ampiezza.

In «LSB» per ricevere e trasmettere in SSB (Single Side Band) sulla banda inferiore. In «USB» sulla banda superiore.



Fig. 1 - Ricetrasmittitore Tenko mod. Jacky 23.

è di 250 mA, senza segnale. Un'altra caratteristica importante è la selettività, cioè l'attitudine, di un ricevitore nel selezionare i vari segnali in arrivo, che in questo caso risulta essere di $\pm 1,2 \text{ kHz}$ a 6 dB e di $\pm 2,3 \text{ kHz}$ a 50 dB in SSB. In AM, tipo di modulazione convenzionale, è di $\pm 3 \text{ kHz}$ a 6 dB e di 10 kHz a 50 dB. Il trasmettitore in SSB ha una potenza di 15 W in AM di 5 W.

I vantaggi di avere sempre una manopola in più

Sul frontale disposti con simmetria troviamo i controlli elencati di seguito con le varie funzioni specifiche.

Lo squelch

Ha un andamento logaritmico, ed a differenza dei normali appa-

gnale in ricezione, e della potenza relativa in trasmissione.

E' illuminato e in ogni caso ha una visuale molto ampia.

Commutatore di canali

E' inconsueto riscontrare su apparati non professionali un selettore di canali meccanicamente perfetto. Infatti è morbido ed allo stesso tempo preciso.

N.B. - On-Off

Come tutte le apparecchiature di una certa classe, è munito del Noise-Blanker che consente di togliere per il 50% un'eventuale componente di disturbi, sia atmosferici che causati da altri agenti esterni.

Questo dispositivo, chiamato pure Noise-Limiter è divenuto molto richiesto ormai da tutti i CB. Infat-

PA-Vol

Manopola per la regolazione della potenza di uscita dell'altoparlante del PA. Funzione molto importante che non si riscontra su nessun altro ricetrasmittitore: collegando un altoparlante nella presa posteriore dell'apparecchio con scritto «PA», e installando l'altoparlante in un altro locale, offre la possibilità all'operatore di diffondere eventuali comunicati urgenti in altro ambiente, regolando il livello sonoro direttamente dal ricetrasmittitore.

ALTRE CARATTERISTICHE

Il Jacky 23 è inoltre munito della spia di modulazione in trasmissione.

Lo stadio finale dispone della normale trappola TVI regolabile, che consiste in un filtro ad assorbimento, per la seconda armonica (54 MHz). In più ha un filtro selettivo a 2 MHz con attenuazione da 30 ÷ 60 dB per eventuali spurie di altra frequenza. Tutto ciò spiega la serietà con cui la ditta Tenko affronta i vari problemi, eliminando alla sorgente eventuali inconvenienti.

Un buon accorgimento per ovviare all'inconveniente dei disturbi causati dal motore, è di fissare mediante vite una calza di massa dalla parte posteriore del ricetrasmittitore alla carrozzeria dell'auto.

Anche per l'antenna dopo avere stabilito un punto della carrozzeria, possibilmente lontano dal motore, installarla accertandosi prima di avere ben pulito il foro di fissaggio, dalla vernice, onde permettere una buona massa. Per lo schermaggio del motore, è bene diagnosticare esattamente la fonte dei disturbi. Scollegare il connettore d'antenna dal ricetrasmittitore, e con motore acceso accertarsi che non vi siano disturbi. Se così fosse è sufficiente mettere in serie all'alimentazione una bobina con codice GBC KC/2020-00.

Nel caso contrario cioè che non vi fossero disturbi, e dovessero aumentare collegando il connettore d'antenna bisogna procedere all'esame nel motore. Dopo aver effettuato la schermatura normale con la serie Golden Liner codice GBC KC/2440-00 oppure KC/2450-00 se si riscontrano nuovamente dei disturbi, inserire la bobina ad assorbimento KK/0476-06 per disturbi causati dalla dinamo e KK/0476-08 per disturbi causati dall'alternatore. Precisiamo che soltanto effettuando un'installazione razionale è possibile in seguito trovare un'eventuale fonte di disturbi.

Per quanto concerne l'installazione fissa oltre a disporre di alimentatore stabilizzato e di una buona antenna è sempre importante mettere a terra il telaio del ricetrasmittitore e munirlo del filtro della passa-banda della Prestel mod. FCB2 - NA/3448-02.

notizie in breve

LA 57ª TARGA FLORIO SARA' ANCHE L'ULTIMA?

Un amico CB di Messina ci prega di parlare brevemente della spinosa vicenda riguardante la classica siciliana valevole per il Campionato Internazionale Marche. Non riteniamo siano queste le pagine più adatte per illustrare la questione anche se siamo sicuri che interessa molti amici CB sportivi.

Ci auguriamo, da nazionalisti di vecchio stampo, che la Targa Florio venga inserita anche l'anno prossimo nel calendario del Campionato Internazionale Marche a fianco delle 24 Ore di Daytona, di Le Mans ecc.

Comunque per dovere di cronaca comunichiamo che l'edizione '73 svoltasi il 13 Maggio u.s. ha visto sfrecciare vittoriosa la Porsche RSR pilotata da Muller e Van Lenner in 6 ore, 54 minuti e 19 secondi con una media oraria di km. 114,691.

Per quanto riguarda le frequenze usate dai giudici di gara per



Arturo Merzario fermo ai boxes per una foratura. Merzario, sfortunato in questa edizione non ha ripetuto la brillante vittoria dell'anno scorso quando infranse il record della media oraria compiendo i 792 Km del percorso con una media di Km 122,537.

parlarsi, amico di Messina, ci meravigliamo grandemente per la tua disinformazione! Non erano usati i 27 MHz, bensì ponti ripetitori che se non andiamo errati lavoravano su 161,150 MHz in TX e 160,150 in RX.

Oltre ai motivi, diciamo, legali vi erano motivi di distanze assolutamente incolmabili sulla frequenza dei 27 MHz.

ULTIME SULLA LEGGE

Poco di preciso sappiamo al momento di andare in macchina.

L'alone di mistero che circonda

la nostra tanto attesa liberalizzazione lascia trapelare solo deduzioni oramai alla portata di tutti. Quindi, si sa, i CB parlando in aria della faccenda aggiungono a volte «notizie sapute per certe ma ancora segrete»..... che, deformando la realtà; creano sempre più confusione.

Intendiamoci, è un difettuccio tipico degli italiani non solo dei CB quello di gonfiare, rivelare in tutto segreto, mostrare di conoscere ciò che in effetti si ignora ma chiaramente chi queste millanterie le diffonde tramite un mezzo di comunicazione è maggiormente responsabile.

E' stato fatto un telegramma al ministero PT per avere il maggior numero di informazioni e il più esatte possibili. La laconica risposta è stata che saremmo stati messi a conoscenza di tutto al più presto in quanto la legge è all'esame della Corte dei Conti.

Quello che si fa o si dice,

1) Canone d'abbonamento: molti CB stanno versando L. 15.000 sul conto corrente 1/11440 il cui intestatario pare sia la Direzione Provinciale Poste Telegrafi di Roma.

2) Lineari o antenne direttive sono normalmente venduti o acquistati nonostante si prevede non sarà consentito l'uso.

3) I canali utilizzati o le potenze output non dovrebbero essere quelle attuali, ma pare si stia brigando per lasciare le cose come stanno.

Il resto è leggenda.

RISPOSTA LAMPO

Un amico CB bergamasco, Antonio Irmalizzo ci scrive seccato... «Perchè invece di sbilaterare contro la F.I.R. non spieghi come si monta un liniare (liniare????) con la potenza di 100 Kwatt/hora?» Poveri noi! Ma Enrico Fermi, Volta o Marconi siamo sicuri che fossero italiani? Non per drammatizzare ma ci sembra che quando l'amico va in onda ha le idee poco quadrate.

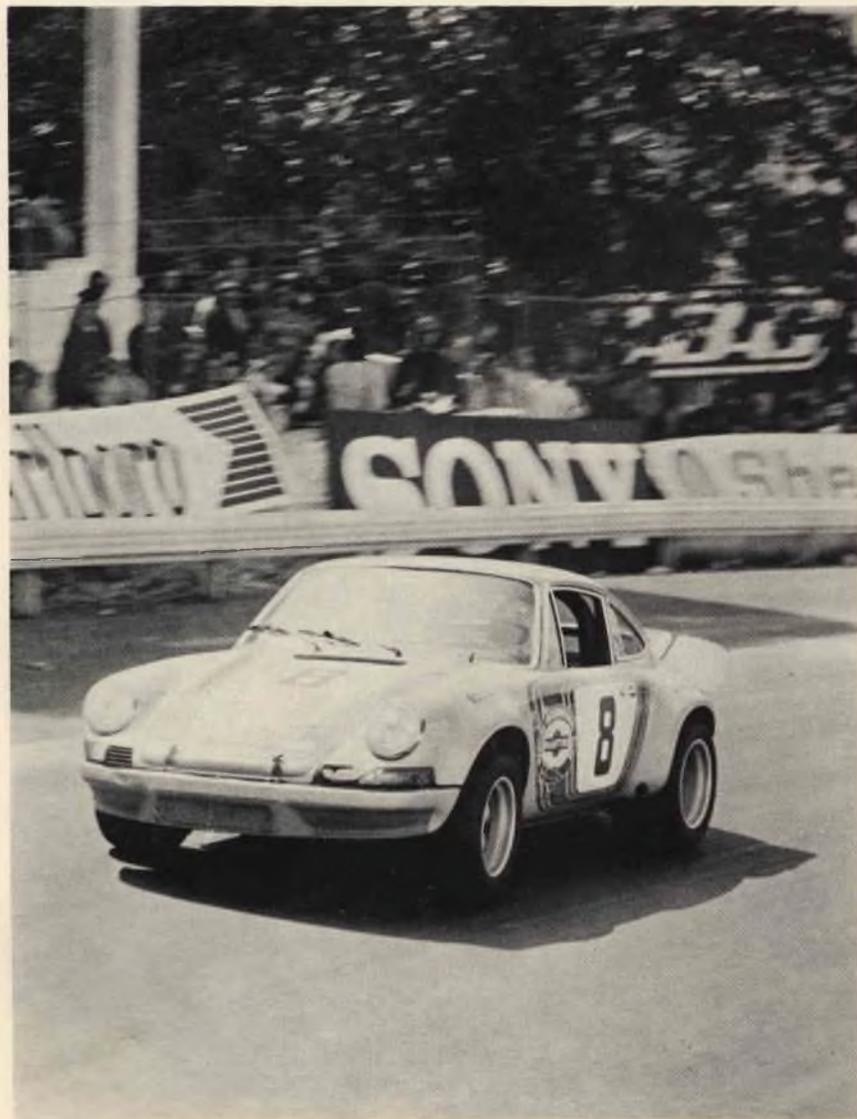
Comunque se qualcuno vuole mandare lo schema del proprio contatore della luce noi lo passeremo per competenza all'amico a cui consigliamo solo una sigla calzante: «miles gloriosus».

dai clubs

RADIO CLUB AMICI CB DELLA VAL BISAGNO

Se al Ministero invece di seccarci decidessero di inoltrare più celermente la posta sarebbe meglio.

Guarda un pò se dobbiamo ricevere solo ora un comunicato di Marzo. Infatti il primo Marzo tutti i vari rappresentanti CB dei Clubs e associazioni liguri si sono riuniti



La macchina vincitrice della 57° targa Florio. Porsche Carrera guidata da Muller Van Lenner. Con questa vittoria la Porsche guida (con undici primi posti) la classifica delle marche vincitrici della classica siciliana.

presso la sede della Radio Club Amici CB della Val Bisagno.

Essi hanno deciso all'unanimità di costituire in Comitato di Coordinamento Regionale per rendere di pubblica conoscenza l'importanza dell'uso a fini sociali, culturali, sportivi del baracchino. Inoltre il Comitato avrà l'incarico di far utilizzare le apparecchiature CB per soccorsi marini, sanitari ecc.

CLUB 27 DI PISA

Una nuova associazione si è costituita a Pisa: il Club CB—27.

L'ha comunicato il Presidente Loris Massarelli precisando che il luogo di riunione è nel bar in Via Roma 40 dove l'amica Maristella fa gli onori di casa.

Chi volesse contattare i soci del club, può scrivere alla casella postale 245 - 56100 Pisa.

Auguri a tutti i CB pisani.

CLUB RADIO PRATO

Ci è giunto l'organigramma del Club Radio Prato che pubblichiamo subito affinché le schiere dei CB pratesi si ingrossino sempre più.

Consiglio direttivo

Presidente: MATTII rag. Paolo

Vice Presid.: CAPECCHI Bruno

Segretario: ABATI rag. Carlo

Tesoriere: CAPPELLI Aligi

Consigliere

BOANINI Enzo

CALIGIANA Enrico

CAMBONI rag. Gianfranco

COCCHI Aldo

FABBRI Franco

GIACOMELLI rag. Mauro

TURI Marco

Sede del Club

CLUB RADIO PRATO

Co/Società Corale «Verdi»

Via Santa Trinità, 77

50047 Prato (FI)

Giorno di riunioni

Martedì ore 21,30

RADIO CLUB FERRARA

Riportiamo parte dell'ordine del giorno e del verbale dell'Assemblea generale dei CB ferraresi svoltasi il 23 di Maggio:

Ordine del giorno

1) A che punto è la legge Modalità del versamento.

2) Situazione F.I.R. e C.B. Italiana Organi di stampa.

3) Proposte di attività del Radio Club Ferrara.

4) Varie ed eventuali.
Verbale.

1) L'uso della banda cittadina (27 MHz) è regolarizzato con le seguenti modalità.

Il versamento di lire 15.000 (quindicimila) dovrà essere effettuato sul c/c n. 1/11440 con la seguente causale del versamento:

Capoverso 8 dell'art. 334 Suppl. Gazz. Uff.le 113 del 3-5-73
Nome....Cognome....Tipo di apparato.

2) Questo punto è stato tralasciato ad unanime decisione.

3) Proposte di attività del R.C.F.: — è stata decisa la QSL comune che verrà fornita al prezzo di costo a chi ne farà richiesta; — P.O. Box comune intestato al R.C.F. che potrà essere usato da tutti i soci e solamente da questi;

— premio da fissarsi a favore del socio che dimostrerà tramite QSL di aver fatto il collegamento più lontano con 5 Watt, senza direttive e in AM nel periodo che va dalle ore 24 del 31 maggio alla stessa ora del 30 giugno 73.

Le QSL dovranno essere presentate al R.C.F. entro e non oltre il 30 luglio c.a.;

per il secondo classificato ci sarà un premio a sorpresa offerto dalla GBC di Ferrara.

4) In tutto il territorio della Prov. di Ferrara i CB, dopo vari in-

terventi, hanno deciso di non usare nessun apparato atto ad aumentare la potenza in uscita del baracchino e a non sovralimentare gli apparati onde evitare lo slittamento di frequenza e le interferenze ai programmi televisivi.

2° TORNEO DI PRATO C.B. GARA DI PESCA...

Quale giorno migliore per fare una gara di pesca se non il 1° Aprile? Moltissimi CB toscani si sono dati appuntamento sulle rive del lago di Cerreto per una sfida all'ultima esca.

Ecco il resoconto mandatoci dall'amico Enea, segretario del Club Radio Prato.

«Il viandante che di prima mattina si fosse aggirato nei pressi del Lago di Cerreto (Prato) in quel dì del 1° aprile u.s. avrebbe visto un insolito affacciarsi di barre mobili ed un'animazione fuori del consueto.

Infatti si doveva svolgere una gara di pesca sportiva organizzata dal Club Radio Prato ed a cui partecipavano anche rappresentanti di altri QTH: Firenze (3 squadre), Empoli (2 squadre), Pistoia (1 squadra), Quarrata (1 squadra) e naturalmente Prato (con ben 6 squadre!!) per un totale di 50 concorrenti.

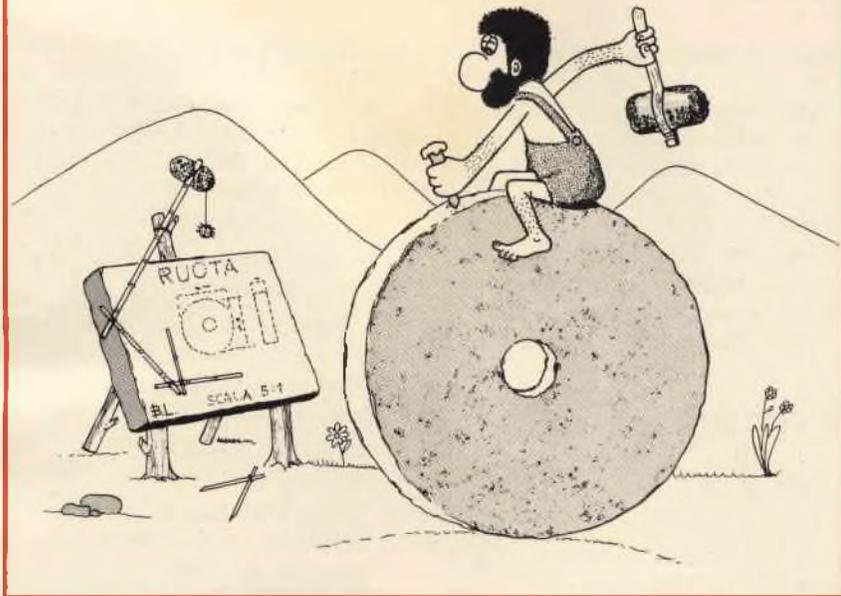
Al segnale d'inizio della gara tutti i concorrenti si sono lanciati sulle prede che, dopo un primo momento di scoraggiamento, nel vedere tutta quella schiera di nemici (HI) si sono rinfrancati tanto da passare fra le canne dei pescatori ed a fare loro delle boccacce (HI di nuovo).

Alle 12 a premiazione ultimata tutti in libera uscita e ritorno ai rispettivi QTH Familiari dove erano attesi dalle rispettive XYL con il mattarello in mano per avere ritardato rispetto all'orario di rientro consentito (HI, HI)».

COBRA = UNA SCELTA IN PIU'

brevetti

Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.



n. 865087

Dispositivi di montaggio per tiristori.
JOSEPH LUCAS IND. LTD.
A BIRMINGHAM G.B.

n. 865094

Apparecchio per la registrazione e la riproduzione di segnali video su nastro magnetico.
SONY CORP. SONY KABUSHIKI
KAISHA TOKYO

n. 865100

Equipaggio di misura a bobina mobile.
AGFA GEVAERT A LEVERKUSEN
GERM.

n. 865101

Cinescopio a colori a più fasci elettronici.
SONY CORP. A TOKYO

n. 865102

Cavo elettrico isolato.
GENERAL GLABE CORP. A N.Y. USA

n. 865187

Circuito demodulatore per i segnali di colore in ricevitori di televisione a colori.
MOTOROLA INC. A FRANKLIN
PARK ILL. USA

n. 865202

Apparecchio di rivelazione e di misura delle densità di carica elettrica.
A.C. SMITH CORP. A MILWAUKEE
WISCONSIN USA

n. 865216

Testina di registrazione a riproduzione magnetica.
PIHOER ELECTRIC CORP. A TOKYO

n. 865219

Condensatore elettrolitico con elettrodi a massa attiva di carbonio.
THE STANDARD OIL CO.
A CLEVELAND OHIO USA

n. 865226

Procedimento per la produzione di immagini a colori mediante trasporto a diffusione e pellicola fotografica impiegata.
POLAROID CORP.
A CAMBRIDGE MASS. USA

n. 865233

Procedimento per la produzione di dispositivi a semiconduttore a circuito integrato e prodotto ottenuto.
SONY CORP.

n. 865234

Perfezionamento nelle linee di ritardo ad ultrasuoni adatte in particolare all'uso in televisori a colori.
FABBRICA APPARECCHI RADIO
E TELEVISIONE SPA A ROMA

n. 865237

Meccanismo elettrico per la messa a fuoco di una macchina fotografica.
BELL AND HOWELL CO.
A CHICAGO ILL. USA

n. 865238

Comando a mano per il meccanismo semi automatico di messa a fuoco di una macchina fotografica.
C. S.

n. 865242

Procedimento per produrre elementi elettrofotografici ed elementi così prodotti.
INTERNAT. PAPER CO. A N.Y. USA

n. 865251

Meccanismo di mira di campo a triangolazione con dispositivo di bloccaggio.
BELL AND HOWELL CO.
A CHICAGO ILL. USA

n. 865263

Smorzatore di vibrazioni.
BOUCHE RAYMOND RICHARD
E LA VANDA USA

n. 865271

Materiale in foglio fotosensibile sviluppabile a caldo con strati antialo che possono essere resi trasparenti a caldo.
MINNESOTA MINING AND
MANUFACT CO. A ST. PAUL MINN
USA

n. 865274

Dispositivo di sintonizzazione a pulsante per televisori.
BLAUPUNKT WERKE GMBH.
A HILDESHIM GERM.

n. 865287

Meccanismo semiautomatico motorizzato per la messa a fuoco di una lente e dispositivo di messa a fuoco incorporante detto meccanismo.
BELL AND HOWELL CO.
A CHICAGO ILL. USA

LA IONIZZAZIONE NEGATIVA DELL'ARIA E LA PROTEZIONE DEL POTENZIALE UMANO

a cura di F. BAVONI

Prima di entrare nel vivo di questo articolo ricordiamo la origine dei lavori di ricerca che concernono la ionizzazione atmosferica.

Fin dall'inizio del diciottesimo secolo Benjamin Franklin prevedeva che la elettricità atmosferica poteva avere una azione sulla salute dell'uomo.

De Saussure con il suo elettrometro portatile cercava di determinare il segno delle cariche elettriche dell'atmosfera. «Si potrebbe supporre, scriveva, che la dolce e continua elettrizzazione che subisce l'uomo che passeggia all'aria aperta in un luogo elevato e scoperto, influisca sui suoi organi, sulla circolazione del sangue, sulla secrezione dei suoi umori».

Si era nel 1780 e sarebbero occorsi quasi due secoli per evidenziare l'esattezza di queste affermazioni.

L'elettronica ci permette attualmente di individuare l'origine e la natura delle particelle elettrizzate che rendono così l'aria conducibile. Oggi si può misurare il grado di ionizzazione dell'atmosfera. Numerosi ricercatori biologi, fisiologi e medici hanno dimostrato l'importanza degli ioni negativi per la protezione della salute.

Gli ioni atmosferici sono costituiti da atomi di gas che hanno fissato o perso o parecchi elettroni. In pratica, nell'aria sono ionizzati solo gli atomi di ossigeno.

La ionizzazione dell'ossigeno dell'aria può essere prodotta da diversi fenomeni naturali; i più attivi sono le radiazioni cosmiche e radioattive (raggi X) e gli ultravioletti del sole, molto intensi nella alta atmosfera.

A duemila metri di altitudine l'irraggiamento ultravioletto è cinque volte più intenso che in pianura.

Durante un temporale i campi elettrici intensi tra le nuvole, e le scariche elettriche tra nuvole e terra sono ugualmente fonti di ionizzazione dell'aria.

Compagno così degli ioni negativi e degli ioni positivi; essi possono entrare in collisione e neutralizzarsi. Quelli che

rimangono si spostano nel campo elettrico dell'atmosfera, campo diretto verticalmente dall'alto verso il basso. Gli ioni positivi si fissano facilmente sulle particelle solide o liquide dell'aria atmosferica (fumo, fuliggine, polveri, goccioline d'acqua).

In seguito all'inquinamento atmosferico queste goccioline d'acqua contengono sovente dei gas tossici (ossido di carbonio, anidride solforosa, tetraetile di piombo, ecc. ecc.). Si formano così dei «grossi ioni positivi» che rivestono un ruolo importante nella nocività dell'aria inquinata.

Numerosi lavori hanno dimostrato la azione nociva degli ioni positivi sullo organismo vivente ed al contrario l'azione salutare degli ioni negativi. (Lavori di Tchijevski, Sokolov, Minkh, Krucger, Schmit, Beckett, Dessauer, Hoppel, Spolverini). Bisogna anche citare i lavori di Charles Lavelle, di Vles e del professor Lecourt.

Noi, per questa volta, ci interessiamo solo degli ioni negativi la cui azione è appunto favorevole.

Apriamo una breve parentesi per ricordare che non si debbono confondere gli ioni e l'ozono.

L'ozono è dell'ossigeno polimerizzato O_3 . E' un eccellente disinfettante e deodorante, ma non bisogna dimenticare che è un gas tossico dal momento in cui la sua concentrazione nell'aria raggiunge un milionesimo. L'utilizzazione di apparecchi produttori di ozono nei locali di lavoro e nei locali a disposizione del pubblico è del resto strettamente regolamentata.

Ritorniamo ai nostri ioni: nell'aria asciutta delle montagne, esistono in media da duemila duemilacinquecento ioni negativi per cm^3 di aria; in pianura, in campagna, in assenza di inquinamento, quattrocento.

Nelle città, il numero degli ioni negativi non è più che da centocinquanta a duecento per cm^3 . Nelle case di abitazione o negli uffici in conseguenza all'assorbimento da parte delle pareti e dei

tappeti, il numero degli ioni è circa la metà di quello che c'è nelle strade, cioè dell'ordine da ottanta a cento per cm^3 . Il condizionamento dell'aria, il riscaldamento ad aria forzata, riducono ulteriormente la densità degli ioni, poiché le ventole dei ventilatori ed i rivestimenti di distribuzione dell'aria forzata captano gli ioni negativi.

Nei locali in cui ci sono parecchi occupanti il numero degli ioni negativi è ancora più ridotto. Dunque, i lavori di Tchijevski, di Kianitki e di Vles hanno dimostrato che per mantenere la vita, è necessario che una certa porzione di molecole di ossigeno nell'aria sia ionizzata negativamente.

In un'aria totalmente deionizzata gli animali da esperimento (porcellini d'India, conigli, cani) muoiono tutti in un periodo che va da quattro a sette giorni. L'esame istologico degli organi degli animali morti mostra delle alterazioni risultanti da un processo di ossidazione incompleta.

LOTTA CONTRO L'INVECCHIAMENTO

Buffon, per primo, ha segnalato che «nei paesi posti ad altezze elevate, si trovano comunemente più persone anziane che nei luoghi posti a basse altezze».

E' ben risaputo che nelle regioni montuose esiste una forte proporzione di anziani arzilli in eccellenti condizioni fisiche e psichiche; in Abkasia esiste un celebre «Cuore dei Centenari». In Pakistan, nella vallata degli Hunzas, la malattia è praticamente sconosciuta e parecchi vegliardi raggiungono delle età varianti dai cento ai centotrenta anni.

La grande differenza di ionizzazione dell'atmosfera delle montagne e di quella delle pianure e soprattutto delle città può spiegare la longevità delle popolazioni montane. E' molto verosimile se si accetta la teoria di G. Vial.

L'invecchiamento sarebbe dovuto ad una diminuzione della permeabilità del-

la membrana cellulare. Ne risulterebbe una riduzione delle possibilità di scambi tra la cellula e l'ambiente esterno, questi scambi si fanno nei due sensi. Se gli scambi sono ridotti la cellula non è più sufficientemente alimentata. I rifiuti tossici provenienti dal funzionamento vitale si accumulano nella cellula e sono la causa dei mali che colpiscono la terza età.

D'altra parte la capacità vitale, cioè la capacità degli alveoli polmonari, regredisce a partire dai quarant'anni, e nello uomo di settant'anni è ridotta di almeno il 30%. Penetra dunque meno aria nei polmoni e, conseguentemente alla riduzione della permeabilità della membrana delle cellule polmonari, la quantità di ossigeno che passa nel sangue è ancora più ridotta. Ne risulta una sotto-ossigenazione delle cellule di tutto l'organismo, quando l'ossigenazione normale delle cellule è alla base stessa del loro equilibrio biologico. Si è potuto dichiarare che gli anziani morirebbero di asfissia, non polmonare ma cellulare.

Il rimedio a questa situazione non può essere che quello di facilitare il passaggio dell'ossigeno nell'aria nel sangue attraverso la membrana delle cellule polmonari, poi del sangue alle cellule che costituiscono gli organi del corpo.

Lo studio fisico chimico dei fenomeni di osmosi, cioè del transfert di molecole chimiche attraverso una membrana semi-impermeabile ha dimostrato che gli scambi attraverso questa membrana dipendono, tra altre cose, dalle concentrazioni ioniche, cioè dalle cariche elettriche di queste molecole (legge di Nernst). E' dunque logico ionizzare le molecole di ossigeno dell'aria per favorire la penetrazione dell'ossigeno della aria attraverso la membrana citoplasmica negli alveoli polmonari.

Si potrebbe pensare che le forze di attrazione elettrostatica sviluppate tra gli ioni negativi e le cellule polmonari sono estremamente deboli; poiché la differenza di potenziale tra le due facce della membrana polmonare è dell'ordine di qualche decina di millivolt. Ma non è così, dato che quando la molecola ionizzata e la cellula sono quasi in contatto, il campo elettrico diventa enorme e la forza di attrazione raggiunge un valore estremamente elevato a causa della legge dell'inverso del quadrato della distanza che regola l'attrazione elettrostatica.

AZIONE DEGLI IONI NEGATIVI

Secondo Hober, citato da Tchijewski, gli ioni negativi rinforzano la carica naturale della parete endoteliale e di conseguenza quella delle emazie.

Orada, Miyazaki, Vassiliev, Tchijewski e Minkh hanno dimostrato che gli ioni negativi provocano un notevole aumento del tasso di emoglobine ed un importante accrescimento dei processi di ossidazione negli animali a sangue caldo.

Le molecole di ossigeno ionizzate fissandosi sui globuli rossi del sangue, aumentano la loro carica elettrica come pu-

re quella dei colloidali in sospensione nel sangue.

Così l'azione degli ioni non si limita ad un effetto biologico locale, ma per mezzo della circolazione sanguigna si estende all'intero organismo, in particolare alle cellule cerebrali per le quali la azione dell'ossigeno è essenziale e si traduce con una stimolazione generale delle facoltà intellettuali.

AZIONE TERAPEUTICA DELLA IONIZZAZIONE

Parallelemente alla sua utilizzazione per rallentare l'invecchiamento, la ionizzazione dell'aria compie un'azione favorevole contro un gran numero di malattie. Ciò è stato messo in evidenza dai lavori di numerosi ricercatori tra i quali bisogna dare un posto particolare a Charles Laville, ingegnere e biologo, vero «ingegnere della vita», che, 35 anni fa, preconizzava di già la «negativizzazione» dell'aria.

L'azione terapeutica degli ioni negativi si spiega con il fatto che la negativizzazione, facilitando l'assorbimento dell'ossigeno in tutto l'organismo, ristabilisce un equilibrio biologico che ha una ripercussione sul metabolismo di tutti gli elementi.

Alla ispirazione di aria ionizzata si può, per il trattamento di alcune affezioni cutanee, sovrapporre un'azione locale proiettando un flusso di aria ionizzata sulla parte da trattare. Si è potuto così ottenere la guarigione di eczema, di orticarie con edema, di ulcere varicose. Questo trattamento locale è applicato in un ospedale di Filadelfia per il trattamento dei grandi ustionati; i dolori diminuiscono, e le ustioni guariscono rapidamente lasciando meno cicatrici. Lo stesso metodo è stato utilizzato per attivare la cicatrizzazione delle piaghe operatorie.

SURMENAGE E IONIZZAZIONE

Una recente inchiesta ha mostrato che l'85% dei dirigenti di industria e del personale si ritiene sovraccaricato. Questo surmenage si traduce con dei periodi di ansia, di depressione o di apatia, e provoca dei disturbi nervosi, delle insonnie e degli incidenti cardiovascolari.

La ionizzazione negativa dell'aria comporta, come ha dimostrato Vassiliev, un'azione calmante sulla corteccia cerebrale e la regione reticolata, facilitando il sonno e la distensione.

Il miglioramento del metabolismo, lo aumento della diuresi, la regolazione del pH sanguigno, che sono pure risultati della ionizzazione, contribuiscono al ritorno dell'equilibrio fisico, intellettuale e psichico dell'organismo.

La negativizzazione è anche un potente mezzo di lotta contro i disturbi derivati dal surmenage e deve essere preferita all'ossigenoterapia che può presentare anche degli inconvenienti e perfino, in certi casi, dei pericoli.

INQUINAMENTO DELL'ARIA E IONIZZAZIONE

I pericoli dell'inquinamento dell'aria sono stati innumerevoli volte denunciati dagli igienisti che hanno dimostrato la azione nociva dei gas e dei vapori tossici espulsi dai motori a combustione interna, le fonti di riscaldamento domestico ed industriale, unitamente ai gas provenienti dalle fabbriche di prodotti chimici, dalle raffinerie, ecc. ecc. Questi prodotti tossici sono la causa di ciò che noi chiameremo l'inquinamento chimico dell'atmosfera, ma non sembra che ci si sia preoccupati dell'inquinamento elettrico dell'aria.

Questo inquinamento elettrico è causato, da una parte, dall'aumento di ioni positivi, la cui azione nociva è stata innumerevoli volte denunciata, e d'altra parte, dalla diminuzione eccessiva del numero di ioni negativi; i lavori di Tchijewski e quelli dei suoi allievi hanno dimostrato, infatti, che l'aria non manteneva la vita se non conteneva una certa proporzione di ioni di ossigeno negativi.

Non è dunque sufficiente lottare contro i gas ed i vapori tossici, ma bisogna ancora ristabilire un sufficiente tasso di ioni negativi.

Il condizionamento dell'aria, che permette di mantenere nei locali una temperatura ed un tasso igrometrico conveniente, è una grave forma di inquinamento elettrico dell'aria, poiché le pale dei ventilatori distruggono una forte proporzione di ioni naturali, ed i rivestimenti di distribuzione dell'aria infine assorbono i rimanenti. E' questo che spiega che un gran numero di occupanti dei locali dove è distribuita l'aria condizionata vi si trovino a disagio. E' necessario ristabilire in questi locali un normale tasso di ioni negativi.

AVVENIRE DELLA NEGATIVIZZAZIONE

Lo studio biologico della senescenza e delle ricerche nel campo della bioelettronica, su scala molecolare, permettono oggi di combattere l'invecchiamento dell'organismo.

Noi speriamo di aver dimostrato che la ionizzazione negativa dell'aria sia un efficace procedimento per rallentare l'invecchiamento.

A motivo della sua efficace azione nel trattamento di un certo numero di malattie, la ionizzazione negativa offre inoltre, delle nuove possibilità di guarigione. Infine, è un potente mezzo di lotta contro la fatica ed il surmenage, così frequenti nella nostra epoca, specialmente nei quadri dirigenti. E' per questo che noi pensiamo che, in un prossimo avvenire, sembrerà altrettanto naturale ionizzare l'aria delle nostre abitazioni e dei nostri locali di lavoro, che riscaldarli o climatizzarli.

La ionizzazione procurerà agli uomini un prolungamento della loro vita attiva ed una verde vecchiaia nelle loro migliori condizioni di salute.



technical
bulletin

14

SONY

PS-2250

GIRADISCHI PROFESSIONALE

PRINCIPI DEL SERVO-SISTEMA IN c.a.

La fig. 1 mostra un diagramma semplificato del servo - sistema in c.a. utilizzato.

Poichè la velocità del motore è proporzionale alla tensione applicata, il controllo viene effettuato variando la tensione. Allo scopo è preposto un resistore R.V. che in pratica è sostituito da un circuito di diodi a ponte e dall'impedenza del collettore emettitore di un transistor di potenza (fig. 2).

E' da notare che i diodi determinano solo la direzione della corrente circolante nel transistor di potenza.

Un generatore di frequenza converte la velocità del motore in un segnale in c.a. Il servo amplificatore confronta sia il segnale ottenuto con una tensione calibrata e stabilizzata in c.c. sia l'impedenza del collettore emettitore del transistor di potenza. Un qualsiasi errore nella velocità del motore dà luogo automaticamente ad una variazione di tensione.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Velocità:	33 - 1/3, 45 giri al min. \pm 4% regolabile
Wow e flutter:	meno dello 0,04%
Rapporto segnale/disturbo:	più di 58 dB
Motore:	motore c.a. servo-controllato
Caratteristiche del piatto:	310 mm \varnothing , 1,5 kg, alluminio pressofuso
Tempo di accensione:	meno di 2,5 s
Consumo:	15 W
Alimentazione:	110, 127, 220 e 240 V c.a. - 50 \div 60 Hz
Dimensioni:	490 mm (larghezza) x 185 mm (lunghezza) x 395 mm (profondità)
Peso:	11,3 kg

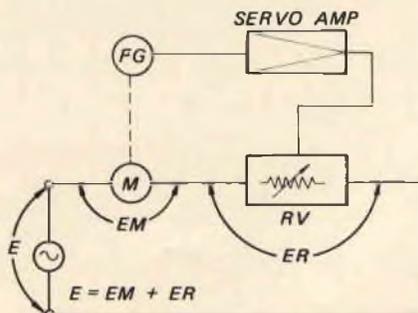


Fig. 1 - Principio del servo-sistema in c.a.

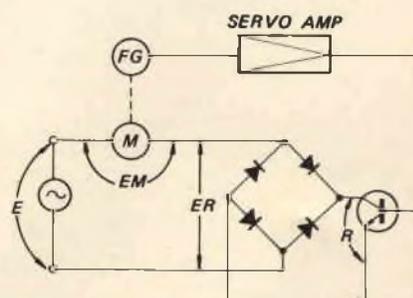


Fig. 2 - Schema pratico del servo-sistema in c.a.

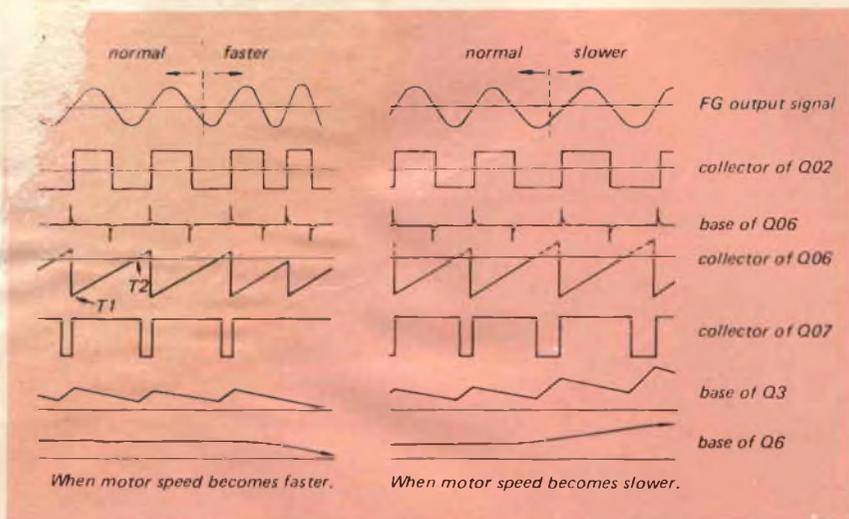


Fig. 3 - Forme d'onda di controllo del circuito di servo.

Avviamento

Quando l'interruttore generale è su ON, Q06 viene escluso. Ne risulta che C8 è caricato attraverso R27, R8, VR2, R10, R11 e R9 quando il tasto 33 rpm è abbassato.

Durante il funzionamento a 45 rpm, VR2 e R10 sono in corto.

Velocità —

generatore di frequenza

Nell'istante in cui il motore si avvia il generatore di frequenza (FG) fornisce la tensione in c.a. avente frequenza proporzionale alla velocità del motore stesso.

Amplificatore differenziale Q1 - Q2

Q1 e Q2 costituiscono un amplificatore differenziale che amplifica il segnale FG di ingresso per adattarlo al successivo circuito limitatore. L'uscita è prelevata dal circuito collettore di Q1 e Q2 e di seguito inviata allo stadio FLIP-FLOP attraverso i diodi limitatori D1 e D2.

Diodo-limitatore D1 e D2

Elimina tutte le differenze d'ampiezza del segnale. Ciascun diodo conduce quando in fase di polarizzazione si ha un potenziale di 0,6V. Di conseguenza il segnale in uscita viene limitato a circa 1,2V picco-picco.

Circuito Flip-Flop Q01, Q02

Q01 e Q02 formano un circuito FLIP-FLOP che fornisce un'onda quadra in concomitanza con il segnale impulsivo.

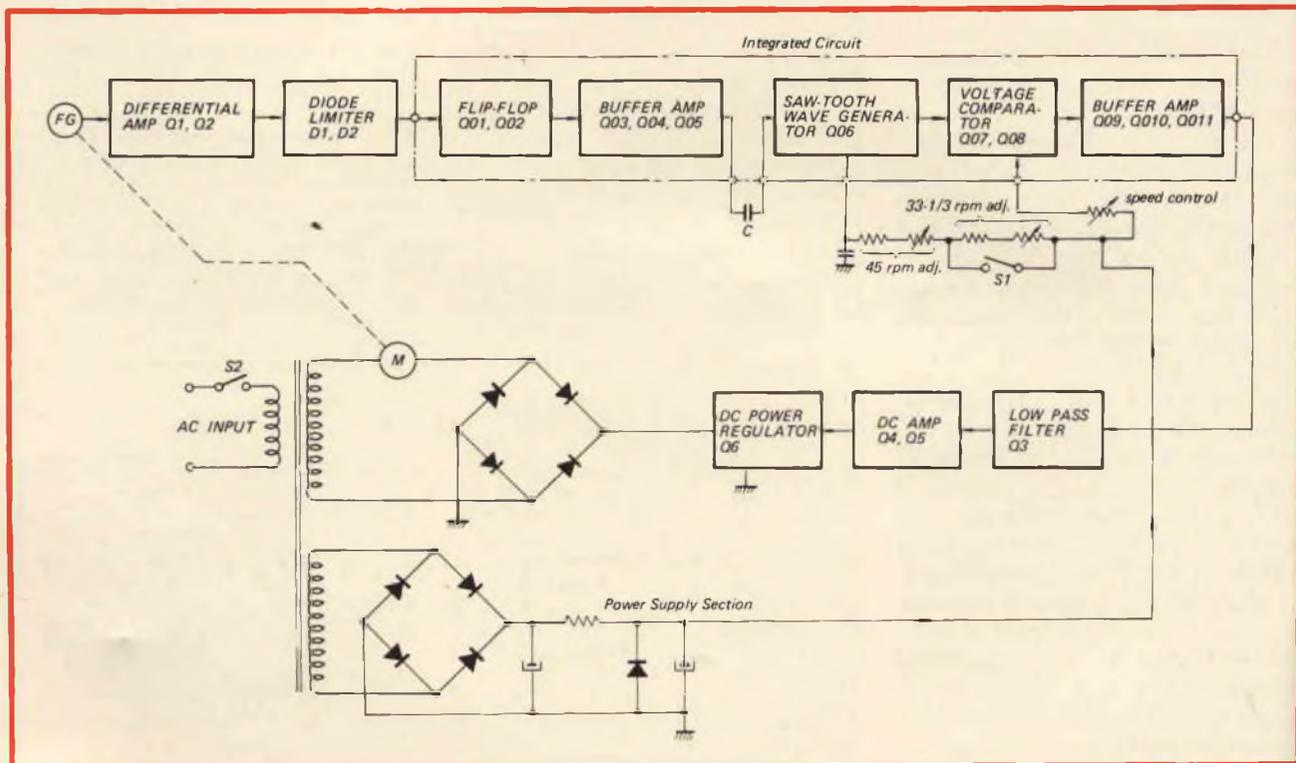


Fig. 4 - Schema a blocchi.

L'uscita FLIP-FLOP è derivata dal circuito collettore di Q02 per gli stadi dell'amplificatore separatore (buffer).

**Invertitore di fase buffer
Q03, Q04, Q05**

L'uscita dell'onda quadra del circuito di emittitore di Q05 è trasformata in impulsi mediante il circuito differenziale formato da C7 e R012 per attivare il generatore a dente di sega (Q06).

**Generatore a dente di sega
Q06, C8, R9, VR1, R10, VR2**

I componenti di Q06 e RC (C8, R9, VR1, R10, VR2) nel circuito collettore formano un generatore di onda a dente di sega.

La frequenza dell'onda a dente di sega è determinata dalle costanti di tempo RC nel circuito collettore.

**Comparatore
di tensione Q07, Q08**

L'onda a dente di sega è inviata al comparatore di tensione formato da Q07 e Q08.

Q08 è polarizzato mediante il controllo FINE (VR3 equalizzato da R12) R11 e R28.

Il flusso di corrente che circola in Q08 è controllato dal comando FINE (VR3) che regola la tensione base emittitore.

Q07 conduce solo quando la tensione di base supera quella dell'emittitore determinata dalla corrente di Q08.

La tensione dell'emittitore di Q08 funge da tensione campione.

Come da fig. 3, il comparatore funziona nel modo seguente: T1, un segnale a dente di sega, è applicato alla base di Q07.

T2 è la tensione alla base del Q07 sufficiente ad attivare il Q07 generando un impulso negativo.

L'ampiezza dell'impulso è determinata dalla forma d'onda del segnale a dente di sega.

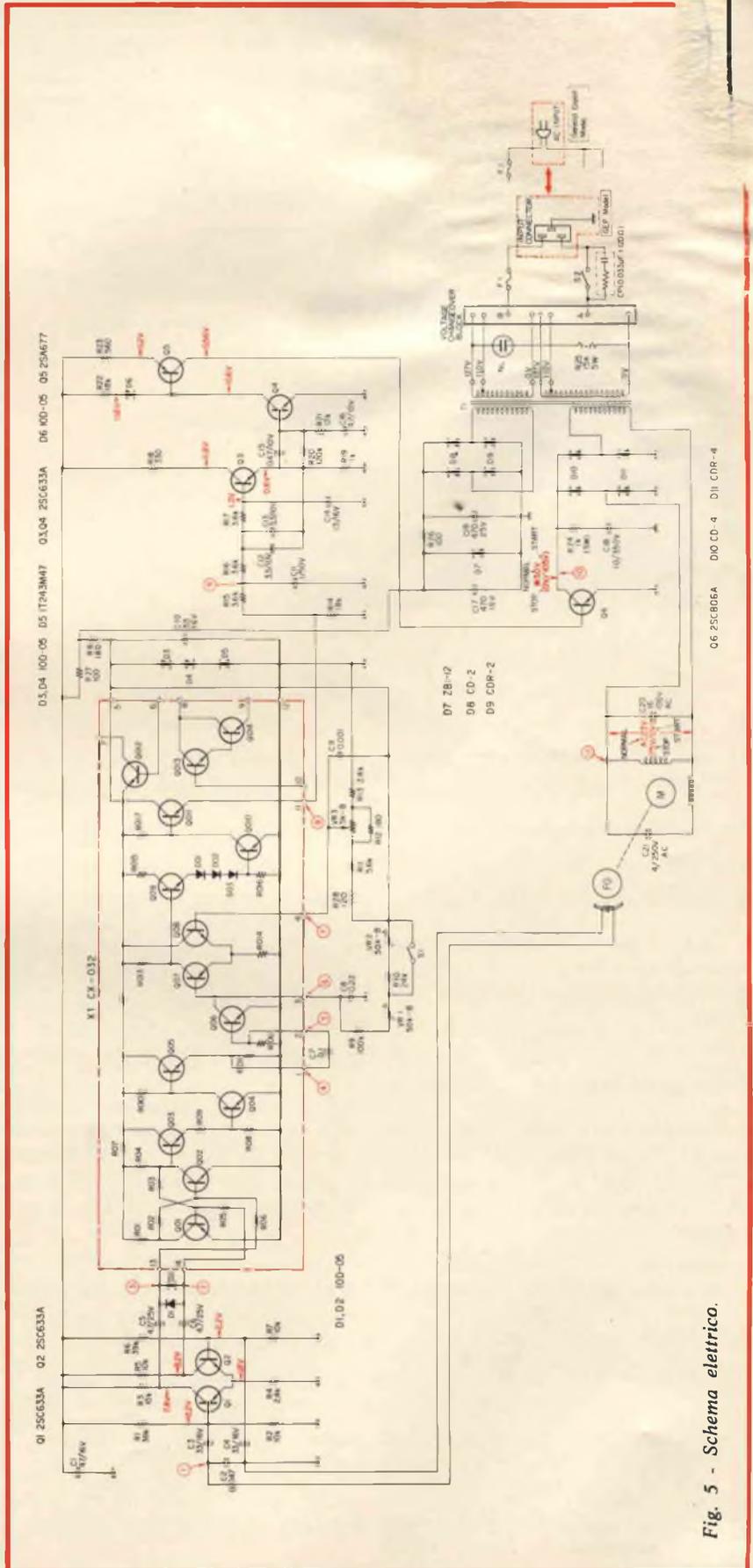


Fig. 5 - Schema elettrico.



Fig. 6 - Disposizione dei controlli del giradischi stereo professionale PS-2250.

Invertitore di fase Buffer Q010

Q010 funziona a guisa di invertitore di fase formando un segnale di impulso positivo agli stadi successivi.

Filtro passa-basso ampl. Buffer

L'amplificatore Buffer Q03 e una rete RC formata da R15, C11, R16, C12, C13, R17 e C14 contengono un filtro passa-basso.

Questo stadio funziona come un integratore che trasforma gli impulsi positivi di ingresso in tensione c.c. proporzionale all'ampiezza dell'impulso originario.

Amplificatori c.c. Q4, Q5, Q6

L'uscita del filtro passa-basso è applicata alla base di Q4. Poichè Q4, Q5, Q6 sono direttamente accoppiati, una variazione della tensione c.c. di ingresso altera la con-

duzione di Q6 che controlla la tensione applicata al motore.

Funzionamento del servo-sistema

Quando, per una causa qualsiasi, la velocità del motore aumenta o diminuisce leggermente rispetto a quella normale, il servo-sistema funziona come segue: con riferimento alla fig. 3, si parta dal presupposto che la velocità del motore sia aumentata. La frequenza del segnale di uscita — FG — aumenta dando luogo a degli impulsi più frequenti che attivano il generatore a dente di sega. La maggior sequenza di impulsi fa sì che diminuisca l'altezza della forma d'onda a dente di sega e si riduca nel contempo il periodo «ON» per il comparatore Q07.

Diminuisce pertanto l'ampiezza dell'impulso d'uscita del circuito emettitore del Q011 e si riduce la polarizzazione positiva su Q4.

Di conseguenza, l'impedenza del collettore emettitore di Q6 aumenta, riducendo la velocità del motore. Viceversa, se la velocità del motore diminuisce, anche l'impedenza del collettore - emettitore di Q6 diminuisce e aumenta di conseguenza la velocità del motore.

Alimentazione D8, D9, C17, C19 - D7

Il raddrizzatore formato da D8 e D9, dai condensatori di filtro C19, C17 e dal diodo Zener D7 fornisce al sistema 12 V positivi.

Selettore velocità S1

La velocità può essere variata cambiando la frequenza dell'onda a dente di sega come precedentemente descritto.

Poichè la frequenza dell'onda a dente di sega è determinata dalla costante di tempo RC nel circuito collettore Q06, viene collegato un selettore di velocità in parallelo a VR2 e R10. Una costante di tempo più breve fa aumentare la velocità del motore e viceversa.

Quindi S1 è aperto quando il selettore di velocità è predisposto su 33 1/3 RPM.

BOUYER RISOLVE I PROBLEMI DELL'AMPLIFICAZIONE DI B.F.

Anche in Italia, attraverso i punti di vendita dell'organizzazione GBC ed i più qualificati rivenditori, è ora disponibile l'intera gamma delle apparecchiature di amplificazione BOUYER.

La famosa Casa francese, conosciuta ed apprezzata in tutto il mondo, mette a disposizione apparecchi adatti a risolvere ogni problema di amplificazione.

La gamma di apparecchi comprende: preamplificatori, microfoni, accessori per microfoni, registratori, riproduttori, giradischi, amplificatori BF, complessi di amplificazione portatili, trombe, diffusori, colonne, connettori, cavi, interfonici.

Il catalogo completo BOUYER è stato inviato in omaggio ai nostri abbonati come supplemento al numero 6/1973.



racsegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

COME RINNOVARE UN VECCHIO «RIG» (Da «S9» - 2/1973)

Chi possiede un vecchio ricetrasmittente del tipo CB, indipendentemente dal fatto che non lo usi o che lo abbia addirittura riposto in solaio, ha sempre la possibilità di riattivarlo, con l'esecuzione delle poche e semplici modifiche che vengono descritte nell'articolo che recensiamo. Naturalmente, una volta che esso sia stato rimesso in funzione, potrà essere usato per molteplici impieghi, sfruttandolo sia come unità pilota, sia per semplice esercitazione, sia ancora per rivenderlo ad un prezzo accettabile, onde rendere disponibile una parte della cifra necessaria per acquistarne uno nuovo e più moderno.

La maggior parte delle vecchie apparecchiature appartenenti a questa categoria presentano dei difetti comuni: sporcizia, polvere, deterioramento di alcuni componenti, mancanza di selettività, ecc. Ebbene, proprio per colmare queste lacune, e per eliminare questi inconvenienti, l'articolo pubblicato fornisce numerosi dati, ragguagli, e consigli, che possono essere di notevole utilità.

L'argomento viene introdotto sotto il profilo della manutenzione, nel senso che viene consigliato innanzitutto di verificare lo stato d'isolamento di tutti i condensatori, degli avvolgimenti, ecc., onde evitare che — per effetto dell'umidità accumulata — al momento di metterlo sotto tensione succeda qualcosa di irreparabile.

Viene descritta poi la tecnica di verifica delle tensioni, e vengono forniti gli argomenti in base ai quali è possibile accertare le effettive condizioni di funzionamento.

In secondo luogo, l'articolo riporta alcuni consigli per quanto riguarda la selettività, dopo di che si addentra nella descrizione di alcune modifiche, due delle quali sono illustrate in tratteggio nello schema di figura 1.

Questo schema parziale è riferito all'ultimo stadio di media frequenza di un dispositivo tipico, e la modifica consiste, come è facile rilevare, nell'appli-

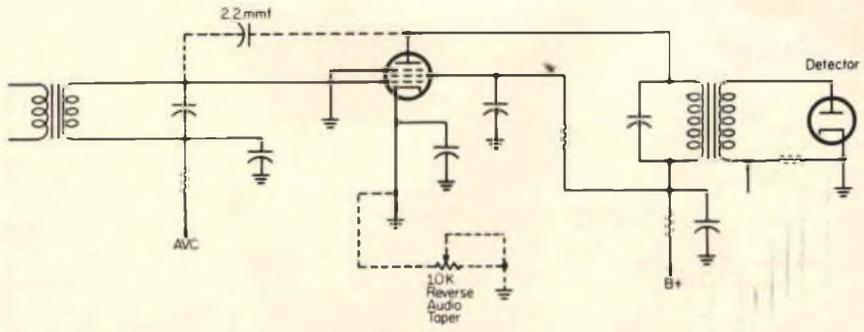


Fig. 1 - Esempio di modifiche da apportare all'ultimo stadio dell'amplificatore di media frequenza di un ricevitore supereterodina, per migliorare la selettività e la stabilità di funzionamento.

cazione di un condensatore della capacità di 2,2 pF tra la griglia pilota e l'anodo, e di un potenziometro a variazione logaritmica inversa in serie al catodo di quello stesso stadio.

Il diagramma che riproduciamo alla figura 2 rappresenta un gruppo di curve di selettività, relative a diversi tipi di apparecchiature. La retta verticale presente al centro del grafico rappresenta il centro del canale sul quale si intende regolare la sintonia, mentre le linee verticali tratteggiate, presenti da en-

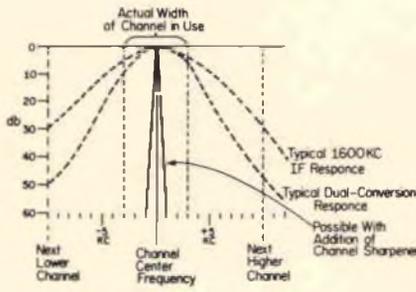


Fig. 2 - Grafico illustrante il variare dell'andamento della curva di selettività, rispetto alla frequenza centrale del canale di sintonia, con l'aggiunta delle modifiche citate a proposito della figura 1.

trambi i lati della prima, rappresentano il centro dei canali adiacenti a frequenza rispettivamente più bassa e più alta, partendo dal presupposto che la separazione convenzionale sia di 10 kHz.

La scala verticale di sinistra riporta i livelli in decibel, ed è riferita al fatto che una variazione di 6 dB equivale ad una unità «S» di segnale. Predisponiamo quindi arbitrariamente il punto corrispondente a 0 dB al centro del canale che intendiamo ricevere, dopo di che le unità in decibel permettono di stabilire in quale misura si verifica la reiezione nei confronti dei canali adiacenti.

I tecnici che si occupano di questo campo specifico hanno stabilito che, per ottenere la massima reiezione del segnale dei canali adiacenti, occorre avere la certezza che il segnale venga attenuato di 60 dB. Una reiezione inferiore a tale valore significa che a volte il segnale di un canale adiacente può essere ricevuto, con la conseguenza di uno sgradevole disturbo.

Le modifiche di cui si è detto a proposito della figura 1 consentono appunto di migliorare la curva di selettività, rendendola più acuta, e aumentando quindi la reiezione nei confronti dei canali adiacenti.

Lo schemino che riproduciamo inoltre alla figura 3 è invece riferito al procedimento per eliminare l'effetto di eterodina: se si usa un ricevitore superete-

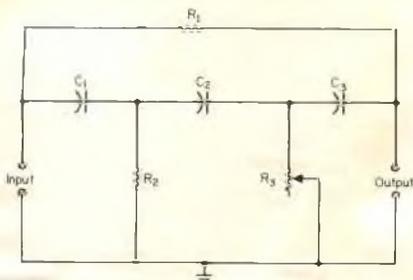


Fig. 3 - Circuito selettivo a doppio «T», che è possibile inserire lungo il percorso del segnale durante la ricezione.

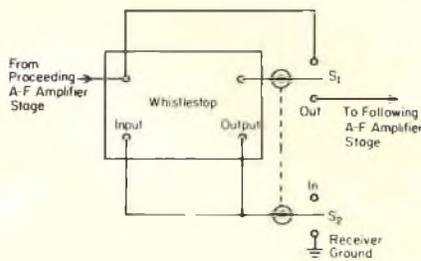


Fig. 4 - Metodo di inserimento e disinserimento del filtro di cui si è detto, con l'aiuto di un doppio deviatore.

rodina, il fenomeno al quale abbiamo accennato può verificarsi con una certa facilità. Sotto questo aspetto, il fastidioso fischio può essere eliminato inserendo appunto il filtro, di cui riproduciamo lo schema nel canale audio del ricevitore, sintonizzato sulla frequenza del fischio, mediante la regolazione della resistenza variabile R3.

In pratica, si tratta di un filtro che, collegato tra il punto di ingresso del segnale ed il punto al quale esso faceva capo in origine, vale a dire interrompendo il percorso nel punto più indicato, fa in modo che esso presenti l'impedenza minima verso massa nei confronti di quella data frequenza, lasciando passare invece pressochè indisturbati i segnali di frequenza diversa.

Per la realizzazione di questo circuito si usano soltanto tre condensatori miniaturizzati, due resistori ad impasto da 0,5 W ciascuno, ed un semplice potenziometro per il controllo del volume.

L'articolo riporta anche tutti i dati costruttivi, ed è corredato di numerose illustrazioni anche di tipo fotografico, che chiariscono la tecnica di allestimento più semplice.

Il punto più idoneo per inserire questo filtro è proprio tra due stadi di amplificazione in bassa frequenza. Tuttavia, è possibile usarlo anche tra l'uscita del ricevitore ed una cuffia, evitando però di inserirlo tra l'uscita e l'altoparlante.

Come numerosi altri tipi di circuiti costituiti da componenti resistivi e capacitivi, questo filtro riduce in modo abbastanza apprezzabile l'intero volume di uscita, per cui il comando di amplificazione che controlla il volume di riproduzione deve essere ruotato ulteriormente in senso orario, rispetto al livello sufficiente in assenza del filtro, per compensare la perdita. Se poi si desidera installare questo filtro permanentemente nel circuito, è opportuno aggiungere un doppio deviatore per eliminarne la presenza, usufruendo della tecnica di collegamento illustrata nello schema semplificato di figura 4.

UN SEMPLICE VFO PER IL PRINCIPIANTE

(Da «CQ» - 2/1973)

Negli Stati Uniti, la FCC ha recentemente autorizzato l'impiego di generatori a frequenza variabile da parte dei principianti. Esistono perciò alcuni tipi di oscillatori a frequenza variabile disponibili sul mercato, con diverse prestazioni, ma il vecchio trasmettitore WW-2, con l'aggiunta di un minimo di lavoro e di spesa, costituisce una unità dalle prestazioni eccellenti per l'impiego su trasmettitori pre-esistenti, funzionanti con controllo a cristallo.

Un altro tipo di apparecchio può essere modificato con l'aggiunta di alcuni accorgimenti, che vengono dettagliatamente descritti nell'articolo.

A titolo di esempio lo schema costruttivo che riproduciamo alla figura 5,

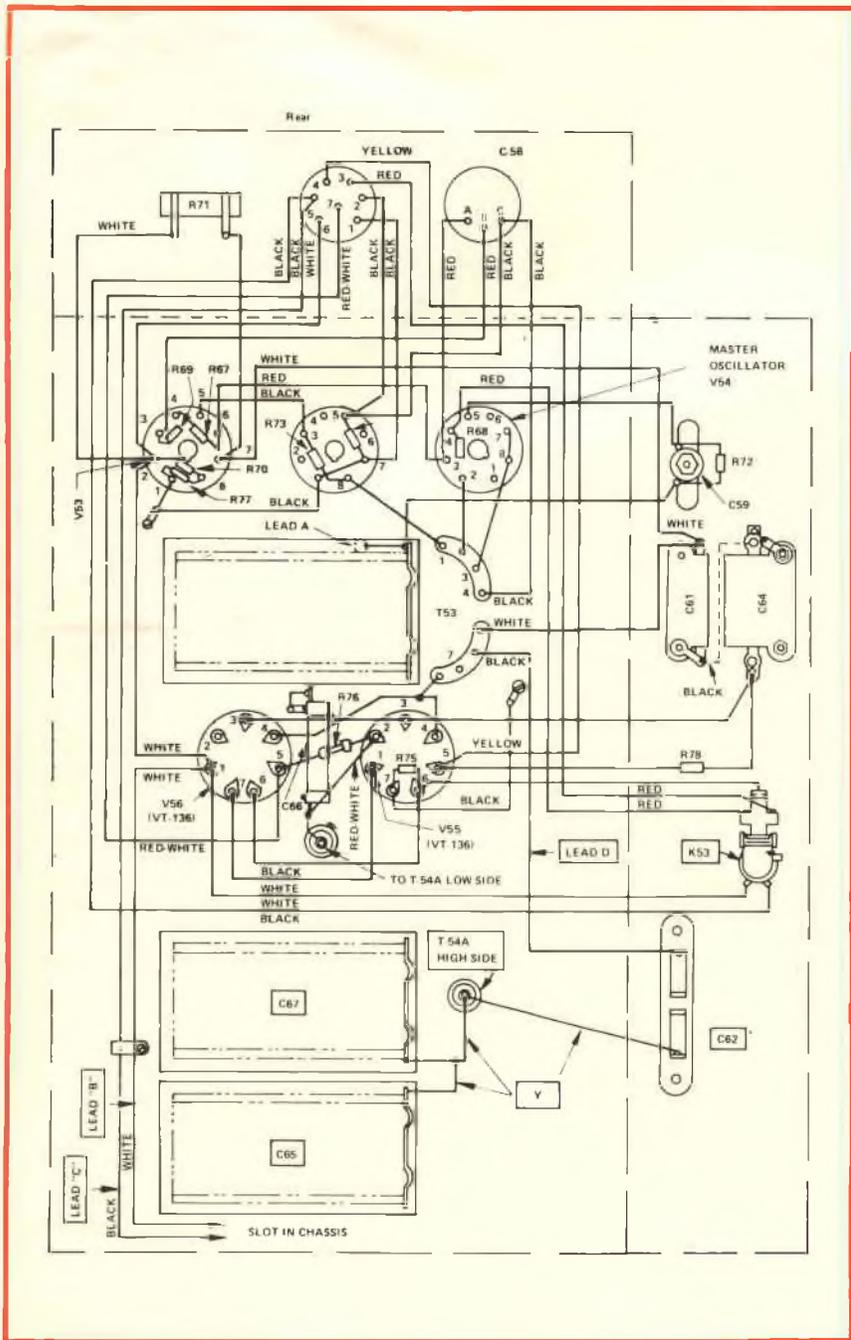


Fig. 5 - Lato inferiore del trasmettitore tipo T-20/ARC-5, prima della conversione.

ed il disegno costruttivo di **figura 6** rappresentano la vista superiore ed inferiore del trasmettitore T-20ARC-5, prima dell'applicazione delle suddette modifiche.

Per eseguirle, è necessario rimuovere il coperchio superiore e la piastra inferiore di chiusura, mettendo da parte tutte le viti e le relative ranelle, per evitare di perderle. Occorre poi riferirsi al disegno di **figura 6**, per asportare la bobina L52, l'induttore rotante, e tutti i collegamenti associati a questo componente.

Occorre poi interrompere il collegamento identificato dalla lettera «X», facente capo ad L52 ed a T54.

Si prosegue poi con l'interruzione dei collegamenti «B» e «C», facenti capo a K54, piegandoli in modo da assicurare che l'estremità esposta non venga in contatto accidentale con il telaio metallico. Se lo si desidera, si può lasciare K54 al suo posto, evitando così di lasciare dei buchi vuoti.

Ruotare quindi la piccola bobina captatrice che si trova all'interno di T54 in modo che le sue spire vengano a trovarsi ad angolo retto rispetto al senso di rotazione di T54. Sul retro di questo ultimo è presente una squadretta che fa capo all'altro lato della bobina captatrice. Staccare quindi il filo che fa capo a massa, proveniente da questa squadretta.

Prima di procedere ulteriormente, assicurarsi la disponibilità di una boccettina di acetone, e di una pinzetta a punte acute.

Con questi accessori è possibile svitare le viti che sono state precedentemente bloccate con una vernice anti-svitante.

L'operazione successiva consiste nel togliere completamente la capacità C67. Le cinque viti che trattengono questo condensatore si trovano dalla parte superiore del telaio. Due di esse fissano anche T54, e devono essere sostituite con altre munite di appositi dadi dal di sotto.

Togliere quindi i collegamenti facenti capo a C65, C67 e C62: questi fili vengono contrassegnati con la lettera «X» nello schema di **figura 5**. Non asportare il collegamento contrassegnato «D» della capacità C62.

C65 viene lasciato al suo posto, anche se non svolge alcuna funzione elettrica. Esso risulta fissato meccanicamente al perno principale di sintonia dell'oscillatore a frequenza variabile, per cui la sua asportazione comporta indubbiamente degli inconvenienti.

Prima di procedere, è ora necessario adottare alcuni provvedimenti per alimentare lo stadio oscillatore, allo scopo di predisporre la frequenza di funzionamento sulla gamma degli 80 m. A tale scopo, si opera nei confronti dello zoccolo a sette piedini, presente sulla parte posteriore del trasmettitore. Esso può risultare di valido aiuto per applicare la necessaria energia di alimentazione al dispositivo.

Per effettuare la taratura dell'oscillatore, è necessario disporre ancora di un

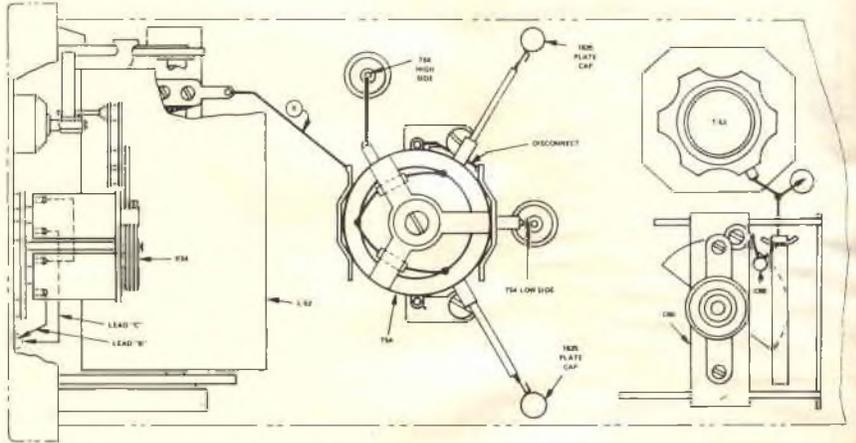


Fig. 6 - Lato superiore del trasmettitore tipo T-20/ARC-5, che è stato tracciato in modo tale da mettere in evidenza la posizione dei componenti più importanti relativi alla modifica dell'oscillatore a frequenza variabile. Lo schermo può coprire i circuiti sintonizzati del VFO.

trasformatore che possa fornire una tensione di accensione del filamento di 25,2 V, e di una sorgente di tensione continua in grado di fornire da 6 a 12 V per la tensione di placca della valvola oscillatrice.

Collegare il trasformatore del filamento ai piedini 1 e 6 dello zoccolo a sette contatti, e la batteria ai piedini 1 (-) e 3 (+).

Prima tuttavia di collegare la tensione di alimentazione, introdurre un piccolo tratto di conduttore tra le molle di K53, in modo da mantenerne chiusi i contatti.

Dopo questa dettagliata descrizione, vengono forniti altri interessanti dati per quanto riguarda ancora l'alimentazione, l'accoppiamento al trasmettitore, la sintonia dell'oscillatore a frequenza variabile, e la manipolazione mediante il tasto. Il disegno che riproduciamo alla **figura 7** rappresenta ad esempio il metodo di accoppiamento del segnale di uscita fornito dal VFO all'oscillatore a cristallo facente parte del trasmettitore.

Dopo l'elenco di alcune precauzioni finali, l'articolo viene concluso con le norme di collaudo, e con interessanti istruzioni mediante le quali è possibile ottenere le massime prestazioni.

UN EFFICACE «GRID-DIP» (Da «CQ» - 2/1973)

Ancora sulla Rivista CQ rileviamo questo secondo articolo, che descrive la tecnica realizzativa e di funzionamento di un «grid-dip» che, nonostante la sua estrema semplicità, consente prestazioni eccellenti, e presenta inoltre la massima sicurezza di funzionamento.

Si tratta del modello LDM-810, il cui schema elettrico viene riprodotto alla **figura 8**. Esso sfrutta una valvola del tipo 6CW4 nel modo convenzionale, nel senso che essa viene fatta funzionare in un tipico circuito Colpitts. Uno strumento indicatore avente una sensibilità di 500 μ A fondo scala è stato inserito nel circuito di bilanciamento della cor-

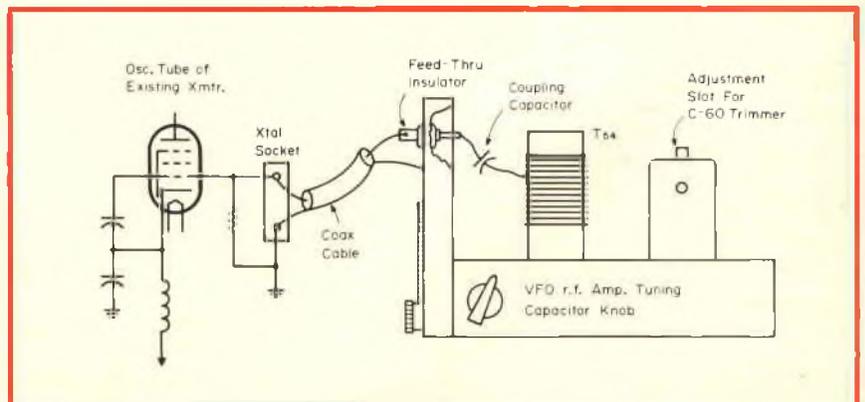


Fig. 7 - Metodo pratico per ottenere l'accoppiamento del VFO rispetto all'oscillatore a cristallo facente parte del trasmettitore.

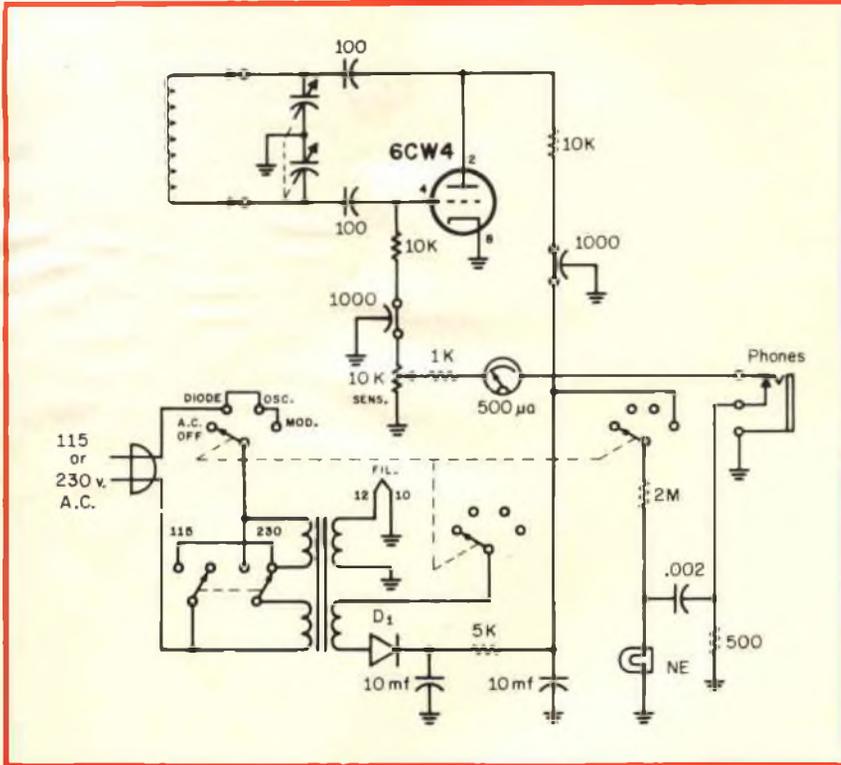


Fig. 8 - Schema elettrico completo del grid«dip» modello LDM-810, che può essere facilmente allestito con l'ausilio di pochi componenti.

rente, ottenendo in tal modo la selettività desiderata.

I potenziali per l'alimentazione del filamento e dell'anodo vengono ricavati da un trasformatore di alimentazione, il

cui terminale positivo viene derivato da un circuito rettificatore al silicio funzionante ad una sola semionda.

Due avvolgimenti primari presenti sul trasformatore di alimentazione possono

essere collegati in serie o in parallelo, in modo da predisporre la tensione di alimentazione sui valori di 115 o di 230 V. La necessaria commutazione viene effettuata usando un doppio deviatore.

Un sistema meccanico di demoltiplica del condensatore di sintonia permette di sfruttare una rotazione di 350° del quadrante, corrispondente alla rotazione di 180° del condensatore variabile. La ruota del quadrante viene comandata dal bordo, dove essa sporge leggermente dall'involucro, per consentirne la rotazione mediante una leggera pressione del pollice, anche con una sola mano.

Il commutatore di funzione presenta quattro posizioni; nella prima posizione il dispositivo è spento, nella seconda viene inserito il circuito a diodo, nella terza vengono prodotte le oscillazioni, e nella quarta viene aggiunta la modulazione.

Nella posizione diodo, lo strumento serve semplicemente per rilevare la presenza di segnali ad alta frequenza nei circuiti alimentati, nel qual caso lo strumento funziona semplicemente come un ondametro ad assorbimento, o come un frequenzimetro. Nella posizione relativa alla produzione di oscillazioni, lo strumento viene usato per determinare la frequenza di risonanza di circuiti non alimentati, come ad esempio bobine, circuiti accordati, circuiti trappola, filtri di reiezione, antenne, linee di trasmissione, ecc. Lo strumento può servire anche come generatore di segnali per eseguire controlli su ricevitori funzionanti, o misure di allineamento.

Quando viene aggiunta la modulazione, lo strumento può inoltre funzionare come generatore di segnali di frequenza elevata, per semplificare l'identificazione

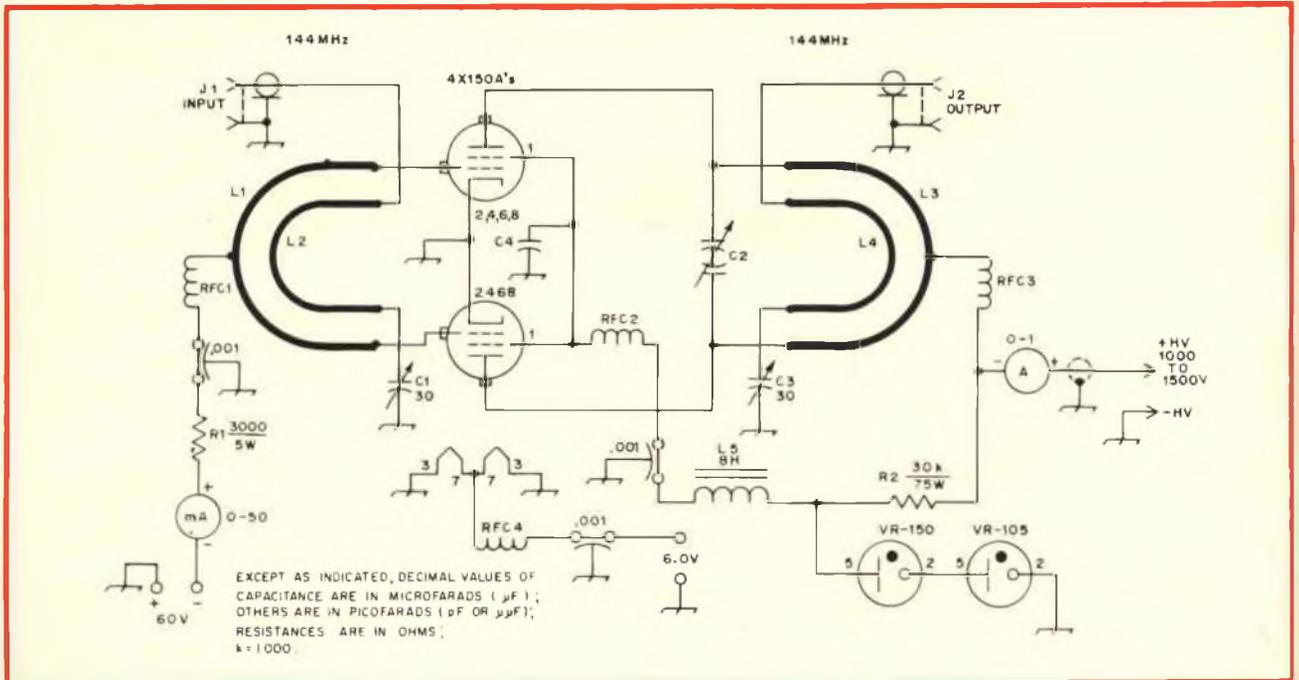


Fig. 9 - Circuito elettrico completo dell'amplificatore di costo limitato, che è possibile allestire con ottimo rendimento sulla gamma dei due metri.

di altri segnali, e soprattutto per facilitare la tecnica di «signal tracing» sui ricevitori.

L'articolo prosegue poi con un paragrafo che descrive dettagliatamente le prestazioni di questo interessante circuito, ne elenca le modalità di impiego, e costituisce quindi una interessante fonte di aggiornamento per chi desidera allestire o comunque usare nel modo più razionale possibile uno strumento di questo tipo.

UN EFFICACE AMPLIFICATORE FUNZIONANTE SULLA GAMMA DEI DUE METRI

(Da «QST» - 2/1973)

Per un tecnico esperto, che non abbia problemi di carattere economico, la realizzazione di un buon amplificatore funzionante sulla gamma dei 2 m non costituisce un problema. In pratica, non esiste alcuna altra alternativa alle valvole con anodo esterno, se l'amplificatore deve sviluppare una potenza di 200 W o maggiore, ma con i metodi costruttivi convenzionali le nuove valvole e gli zoccoli speciali necessari per la loro installazione risultano assai costosi.

Molti di noi hanno già tentato di escogitare dei metodi meno costosi per ottenere il medesimo risultato, e tra le varie idee proposte è indubbiamente degna di nota quella che viene descritta appunto nell'articolo recensito.

La figura 9 rappresenta lo schema elettrico del dispositivo: il segnale di ingresso viene applicato al raccordo coassiale contrassegnato J1, e fa capo alla bobina primaria L2, costituita da mezza spira di piattina, come si osserva nella foto dell'apparecchio montato, che riproduciamo alla figura 10.

Per poter sintonizzare il primario di questo trasformatore di ingresso, si fa uso della capacità C1, inserita tra l'estremità opposta di L2 e la massa.

La tensione ad alta frequenza applicata ai capi di L2 induce una corrente di frequenza corrispondente nel secondario L1, collegato tra le due griglie pilota di due stadi adatti al funzionamento su tali frequenze, funzionanti tra loro in opposizione di fase. Si noti che al centro dell'induttanza L1 è stato predisposto un circuito del tipo L/R/C, in serie al quale è stato inserito uno strumento funzionante con una portata di 50 mA fondo scala, che risulta anche in serie alla sorgente di alimentazione, la quale fornisce una tensione di 60 V.

Le griglie schermo dei due stadi amplificatori vengono polarizzate con una tensione positiva filtrata tramite C4, attraverso l'impedenza di arresto RFC2, facente capo dal lato opposto ad una sorgente di alimentazione in grado di fornire una tensione positiva verso massa di valore compreso tra 1.000 e 1.500 V.

Si tratta dell'alta tensione, che viene fornita all'intero circuito anodico attraverso uno strumento a bobina mobile, funzionante con una portata di 1 A fondo scala.

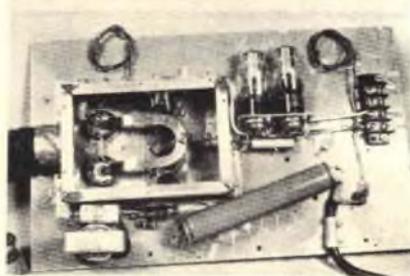


Fig. 10 - Apparecchio di cui alla figura 9, dopo le operazioni di montaggio. Sebbene l'estetica lasci a desiderare, le caratteristiche di funzionamento sono, secondo quanto l'Autore sostiene, piuttosto soddisfacenti.

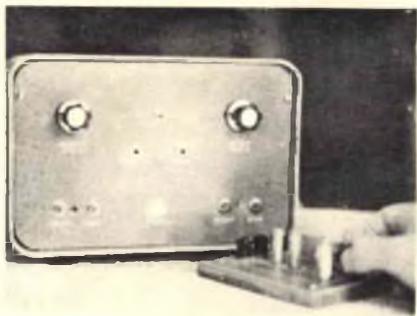


Fig. 11 - Manipolatore telegrafico programmabile con memoria cancellabile, descritto nell'articolo recensito.

I due anodi degli stadi amplificatori fanno capo a loro volta all'induttanza L3, il cui funzionamento è identico a quello del trasformatore di ingresso: il punto centrale di questa induttanza fa anch'esso capo al potenziale positivo di alimentazione, tramite l'induttanza di filtro RFC3.

Le correnti che scorrono attraverso L3 inducono un segnale di frequenza corrispondente nel secondario L4, che viene del pari sintonizzato tramite la capacità C3, presente tra il lato inferiore di L4 e la massa. Il segnale di uscita viene infine reso disponibile in corrispondenza del raccordo di uscita J2, visibile in alto a destra.

Si noti che, mentre il secondario del trasformatore di ingresso (L1) non è sintonizzato, il primario del trasformatore di uscita (L3) viene invece accordato sulla frequenza di funzionamento tramite i due compensatori collegati in serie, e contraddistinti nello schema dal simbolo C2.

Le caratteristiche dinamiche di questo circuito sono state previste per ottenere un funzionamento soddisfacente sulla frequenza di 144 MHz.

La foto di figura 10, già citata, rappresenta la parte inferiore dell'apparecchiatura, dopo le operazioni di montaggio. Nonostante la disposizione apparentemente disordinata dei componenti,

occorre precisare che la realizzazione è stata effettuata in base ai più avveduti accorgimenti tecnici, miranti soprattutto ad ottenere la massima stabilità possibile delle prestazioni e delle caratteristiche di funzionamento.

L'articolo, oltre alla descrizione del principio di funzionamento del circuito, riporta anche le norme di messa a punto relative ai circuiti di griglia e di placca, e viene concluso con un breve paragrafo che sintetizza la tecnica di impiego del dispositivo.

UN MODULATORE PROGRAMMABILE CON MEMORIA CANCELLABILE

(Da «QST» - 2/1973)

La foto di figura 11 rappresenta l'aspetto del modulatore programmabile a memoria cancellabile, che viene descritto nell'articolo che recensiamo.

Durante questi ultimi anni, la tecnologia dei circuiti integrati ha permesso di realizzare numerose apparecchiature molto interessanti, alcune delle quali si prestano anche all'impiego con i ricetrasmittenti, funzionanti in telegrafia, come ad esempio quella che viene descritta in questo articolo.

La figura 12 costituisce lo schema a blocchi del circuito completo a memoria: Q1 è un multivibratore controllato mediante una doppia tensione, che viene normalmente usato nei circuiti detti a fase bloccata.

Il segnale di uscita è di forma d'onda rettangolare. Uno degli oscillatori viene predisposto per funzionare approssimativamente sulla frequenza di 1.000 Hz, e viene sfruttato come generatore del tono laterale. Il secondo oscillatore viene usato invece come generatore «clock» per lo «shift register», ed è regolabile in due gamme ad estremità sovrapposte, di circa 5-20 e 15-60 Wpm.

Q2 è invece un multivibratore monostabile, che fornisce un impulso di uscita la cui larghezza è pari approssimativamente ad 1 s.

Quando il pulsante S5 viene premuto, viene prodotto un impulso di uscita da parte di Q2. Questo impulso viene sfruttato per eliminare gli impulsi multipli che vengono ottenuti attraverso S5, a causa del saltellamento del contatto, assicurando in tal modo che un solo impulso venga prodotto ogni qualvolta l'interruttore viene azionato.

La pressione esercitata su questo interruttore fa sì che lo «shift register» effettui un unico spostamento. Il motivo di ciò viene spiegato più avanti nello articolo.

In pratica, un punto dell'alfabeto Morse viene rappresentato da un solo 1, mentre una lineetta viene rappresentata da tre 1 consecutivi. Non esiste mai la necessità di immagazzinare più di tre 1 consecutivi, e questo fatto può essere sfruttato per incorporare un semplice dispositivo automatico di arresto, rivelando la presenza eventuale di quattro 1 consecutivi.

Dopo aver descritto dettagliatamente lo schema elettrico, che non riproducia-

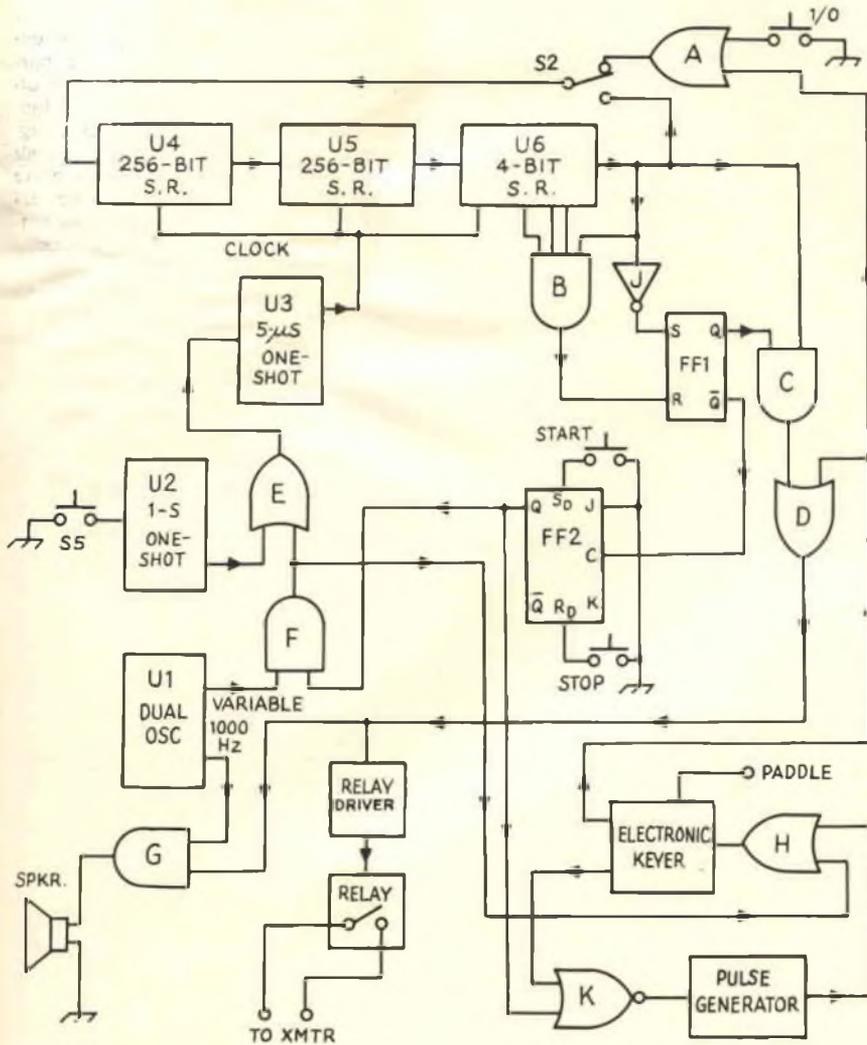


Fig. 12 - Schema a blocchi del manipolatore a memoria tipo WA1BYM.

mo per brevità, l'Autore, descrive dettagliatamente anche la sezione di alimentazione, le cui caratteristiche di funzionamento sono tali da consentire la disponibilità di una tensione positiva rispet-

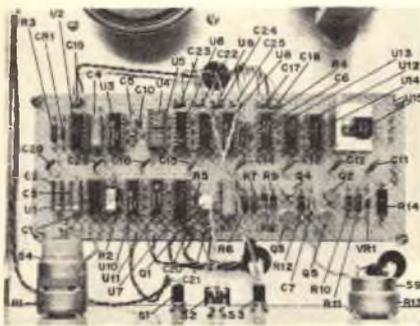


Fig. 13 - Disposizione dei componenti del manipolatore a memoria programmabile. Si notino anche le connessioni flessibili facenti capo ai più importanti componenti esterni alla bassetta.

to a massa di + 5 V, con una corrente di 250 mA, e di una seconda tensione di 10 V, negativa rispetto a massa, con una corrente massima di 30 mA.

Se si desidera espandere ulteriormente la possibilità di impiego della memoria, è necessario naturalmente usare altri «shift register» di tipo MOS, che possono essere collegati tra loro in cascata ed in serie rispetto a quelli preesistenti.

Si tenga però presente che ciascun dispositivo supplementare comporta un consumo ulteriore di 15 mA, nei confronti di entrambe le sorgenti di alimentazione.

Sempre in merito alla sezione di amplificazione, l'uscita a doppia polarità rispetto a massa viene realizzata impiegando un rettificatore a ponte funzionante sulle due semionde, ed usufruendo di una presa centrale presente sul trasformatore, come collegamento di massa.

Un dispositivo monolitico di regolazione viene usato per l'uscita a + 5 V, e deve essere montato su un dissipatore termico.

Dopo aver fornito numerosi dettagli costruttivi, con l'aiuto di numerose illustrazioni tra le quali quella che riproduciamo alla figura 13, che descrive la disposizione di tutte le unità integrate su di una bassetta del tipo «veroboard», unitamente alle più importanti connessioni facenti capo ai componenti esterni alla bassetta, l'articolo viene concluso con un breve paragrafo, che sintetizza la tecnica di impiego del dispositivo.

GLI OROLOGI ELETTRONICI DA POLSO

(Da «Popular Electronics» - 2/1973)

Come già abbiamo avuto occasione di constatare in altre numerose occasioni, l'elettronica ha creato una vera e propria rivoluzione nel campo della misura del tempo. Gli orologi da polso con precisione pari a un minuto in più o in meno all'anno sono già attuali e sembrano destinati a subire in un prossimo futuro altri interessanti sviluppi.

La nuova generazione di orologi elettronici sfrutta l'accoppiamento logico tra un cristallo di quarzo ed alcuni dispositivi integrati appartenenti alla categoria COS/MOS, a simmetria complementare: allontanandosi quindi dalla tecnica tradizionale basata sull'impiego di bilancieri, ingranaggi, ecc., questi nuovi tipi di orologi riescono a irraggiungere con una precisione fino ad ora irraggiungibile con i sistemi meccanici.

Il cristallo di quarzo è naturalmente il cuore di un orologio elettronico, sebbene le eccezionali prestazioni di questi moderni dispositivi dipendano anche dalle caratteristiche intrinseche di funzionamento dei circuiti elettronici propriamente detti, realizzati innanzitutto con minime dimensioni, tanto cioè da consentire l'installazione in un involucro di dimensioni assai ridotte, come sono appunto quelle di un orologio da polso, ed in secondo luogo in base ai principi che rendono questi dispositivi praticamente insensibili agli agenti esterni, quali le vibrazioni, gli urti, le variazioni di temperatura, dell'umidità, ecc.

Sostanzialmente, questi orologi, si basano sul principio che un cristallo di quarzo genera un segnale di frequenza stabile pre-stabilita, la quale frequenza viene demoltiplicata attraverso circuiti elettronici molto sensibili e compatti, al punto tale da rendere disponibili gli impulsi necessari per provare la rotazione a una velocità costante di semplici ingranaggi, ottenendo in tal modo le medesime prestazioni che venivano in un primo tempo ottenute con i sistemi meccanici.

L'attuale disponibilità anche di sistemi di riproduzione numerica diretta, con o senza lo sfruttamento dei cosiddetti cristalli liquidi, ha consentito anche la realizzazione di orologi che non usufruiscono più di un quadrante numerato lungo la circonferenza, bensì consentano direttamente la riproduzione dell'ora mediante numeri, facilmente leggibili al centro di un quadrante di colore prevalentemente scuro, come nel caso illustrato nella foto di figura 14. In ques-

caso, si tratta del modello Pulsar, basato sull'impiego di diodi fotoemittenti, che vengono messi in funzione mediante la semplice pressione esercitata sul pulsante, nel modo chiaramente visibile sul lato destro della foto.

Le caratteristiche essenziali di questi orologi consistono anche nel fatto che, grazie allo sfruttamento delle moderne tecniche epitassiali, per l'elaborazione dei circuiti integrati al silicio, l'alimentazione dei dispositivi elettronici funzionanti con tali caratteristiche comporta un consumo di corrente talmente ridotto, da permettere una grande autonomia, nel senso che un'unica microscopica pila per l'alimentazione dell'orologio funziona con un'autonomia sufficiente ad equiparare le prestazioni dell'orologio intero a quelle di un analogo dispositivo alimentato mediante la tensione alternata di rete, oppure mediante una grossa batteria incorporata in un orologio di dimensioni notevolmente maggiori.

Per fornire un'idea abbastanza realistica delle caratteristiche costruttive di un orologio di questo tipo, la foto di figura 15 illustra l'interno dell'orologio di cui è stata riprodotta la struttura esterna in figura 14. E' facile rilevare la presenza di una basetta a circuiti stampati che costituisce il supporto dell'intera sezione elettronica, sulla quale sono installate le diverse unità integrate, di dimensioni ridottissime, che elaborano i segnali prodotti dal quarzo, e li rendono disponibili con caratteristiche sufficienti ad effettuare il controllo del sistema di riproduzione numerica.

Naturalmente per evitare un inutile consumo di energia elettrica, il che si risolverebbe ovviamente in una minore durata della pila di alimentazione, il quadrante dell'orologio è normalmente scuro, nel senso che non fornisce alcuna indicazione dell'ora, a meno che non venga premuto il pulsante che mette in funzione i diodi fotoemittenti. Il circuito elettronico è stato inoltre concepito in modo tale che, indipendentemente dal fatto che il pulsante venga o meno premuto, vengono predisposte le funzioni logiche che determinano la riproduzione dell'ora esatta.

Lo schema a blocchi di figura 16 rappresenta un tipico sistema «multiplex» mediante il quale è possibile ottenere la riproduzione numerica del tempo. E' però possibile usare anche sistemi di altro genere, che implicano ad esempio l'adozione di un codice binario digitale, e di decodificatori funzionanti con elementi di riproduzione numerica a sette segmenti, per ciascun numero.

L'articolo confronta tra loro gli orologi di tipo analogico e quelli di tipo digitale, mettendone in evidenza i vantaggi e gli svantaggi relativi. Sostanzialmente, il cristallo di quarzo ed il circuito integrato svolgono la funzione di elaborazione dei segnali temporizzati. Il modo col quale il tempo viene poi valutato si suddivide in due categorie: gli orologi di tipo analogico, che si basano sul sistema di rotazione delle lancette, ed il metodo elettronico, che riproduce l'ora mediante numeri.

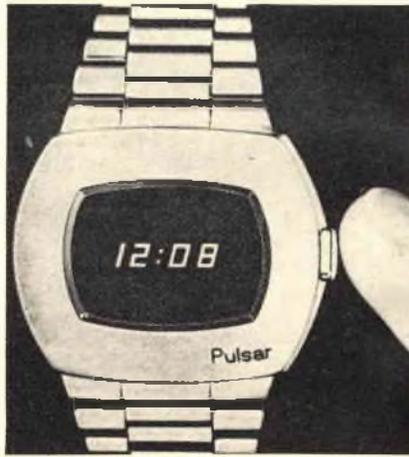


Fig. 14 - Moderno orologio da polso elettronico, del tipo a riproduzione diretta dell'orario: i numeri che esprimono l'ora compaiono soltanto quando il pulsante di destra viene premuto.

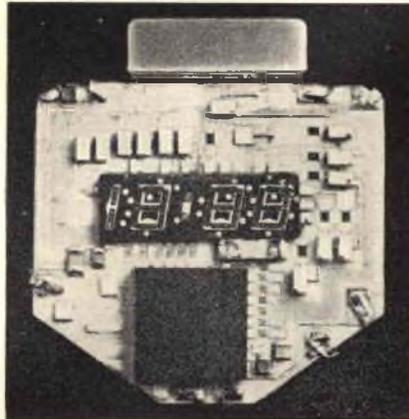


Fig. 15 - Struttura interna dell'orologio elettronico a lettura diretta di cui alla figura 14: al centro è visibile l'unità per la riproduzione numerica.

Nell'orologio di tipo analogico, è necessario naturalmente adottare una parte del meccanismo convenzionale, per ottenere il movimento rotativo delle lancette. Sotto questo aspetto, occorre aggiungere che in una versione di questi orologi in parte elettronici ed in parte meccanici, si fa uso di un motore del tipo passo-passo, mentre in un'altra versione si fa invece uso di una forcella vibrante, funzionante sullo stesso principio del diapason, mentre una terza versione fa uso ancora del bilanciere.

Questi dispositivi meccanici vengono tutti eccitati dal segnale amplificato fornito dal cristallo, dopo la necessaria demoltiplicazione della frequenza.

Uno dei vantaggi principali che vengono presentati dagli orologi elettronici di tipo analogico consiste nel costo relativamente ridotto. Di conseguenza, gli orologi elettronici con i quali verranno invasi i mercati mondiali nei prossimi anni saranno appunto basati ancora sull'impiego di lancette rotanti per l'indicazione dell'orario. Un sistema alternativo, occorre precisarlo, ricorre invece all'impiego di un sistema basato su ruote, con il quale è possibile riprodurre il tempo sotto forma digitale.

In contrasto, tutti gli orologi elettronici che non contengono parti mobili sono assolutamente esenti da fenomeni di logorio. Il segnale di uscita fornito dal circuito integrato mette in funzione un dispositivo che provvede ad accendere i numeri che riproducono l'orario. Oltre a ciò, l'incapsulazione dei componenti elettronici elimina qualsiasi necessità di pulizia e di lubrificazione.

L'articolo ci sembra piuttosto dettagliato e ricco di informazioni tecniche e teoriche, e può quindi essere di grande interesse non solo per chi vuole tenersi aggiornato nel campo dei progressi tecnici, ma anche per coloro che intendono aumentare le proprie conoscenze in questo campo per motivi professionali, e per coloro che intendono eventualmente sfruttare gli stessi principi, per tradurre in pratica altri perfezionamenti basati sugli stessi fenomeni.

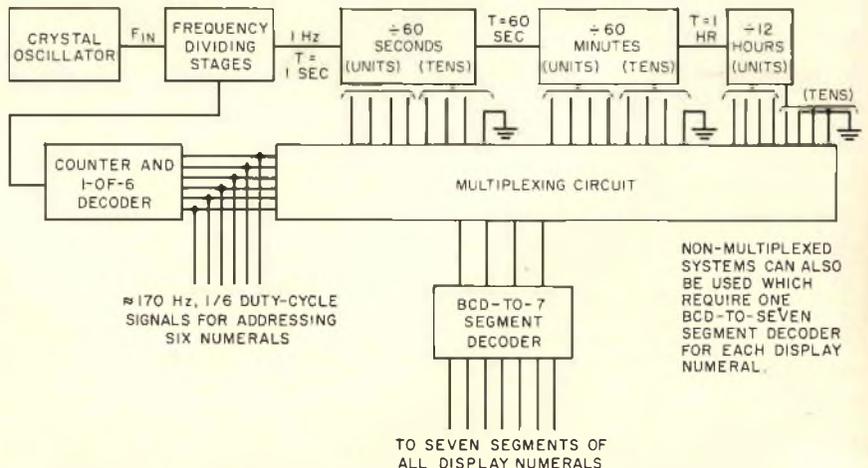


Fig. 16 - Schema a blocchi di un altro tipo di orologio elettronico da polso, impiegante un sistema «multiplex», per ottenere la riproduzione numerica dell'orario.

UNO STRUMENTO PER LA LETTURA DIRETTA DI VALORI CAPACITIVI

(Da «Popular Electronics» - 2/1973)

Ancora sulla stessa Rivista americana rileviamo anche questo secondo articolo, che descrive un capacimetro in grado di effettuare rapidamente e direttamente la misura di valori capacitivi compresi tra un minimo di 15 pF ed un massimo di 10 μ F in cinque portate, con la possibilità di estendere la portata più elevata al valore di 100 μ F.

Come già abbiamo rilevato in altre numerose occasioni, per la maggior parte i tecnici elettronici dispongono di un certo assortimento di condensatori di tutti i tipi, molti dei quali sono totalmente sprovvisti di contrassegni che ne precisano il valore. Poichè in linea di massima questi condensatori vengono tenuti da parte, proprio per l'impossibilità di usarli adeguatamente senza conoscerne il valore, è indubbiamente utile disporre di uno strumento di costo limitato e di impiego semplice, che permetta invece di catalogarli, e di inserirli negli appositi scompartimenti, in modo da poterne disporre ogni qualvolta se ne presenta la necessità.

La figura 17 rappresenta lo schema elettrico del dispositivo: esso fa uso complessivamente di quattro transistori, nonché di un diodo zener, e di tre diodi di tipo convenzionale, per la rettificazione dei segnali che consentono la esecuzione della misura.

Q2 e Q3 costituiscono un multivibratore a funzionamento libero, ossia ad oscillazione continua, mentre lo stadio Q4 serve da pilota nei confronti dello strumento indicatore.

Lo stadio Q1 ha il compito di ridurre

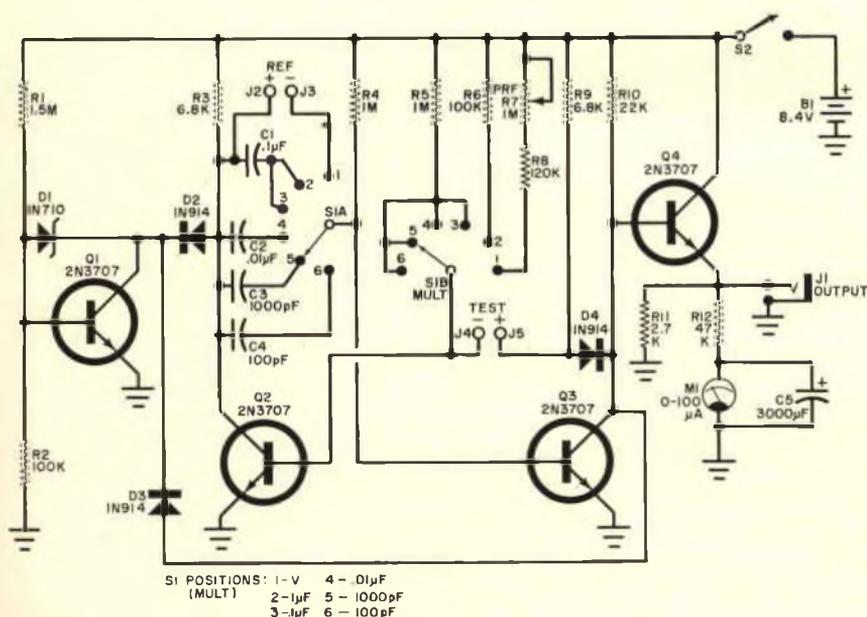


Fig. 17 - Schema elettrico completo del capacimetro a lettura diretta, in grado di misurare valori capacitivi compresi tra un minimo di 15 pF ed un massimo di 10 μ F, in cinque portate. Il circuito può essere completato per consentire la misura di valori capacitivi fino a 100 μ F.



Fig. 18 - Apparecchio interamente montato, visto dal retro della basetta di supporto.

al minimo gli effetti dovuti alle variazioni della tensione fornita dalla batteria di alimentazione, col passare del tempo.

Uno dei condensatori dell'accoppiamento incrociato presente nel multivibratore è di capacità incognita, mentre l'altro presenta un valore noto con precisione, nei confronti del quale si effettua il confronto della capacità incognita.

Quest'ultima viene collegata tra i terminali J4 e J5, mentre il valore noto con precisione (compreso tra C1 e C4) viene scelto tramite il commutatore S1A.

I periodi di non conduzione delle oscillazioni di Q2 e Q3 vengono stabiliti dal rapporto tra la capacità di valore incognito e quella di valore noto.

Il segnale disponibile all'uscita di Q3 viene accoppiato tramite uno stadio ad uscita di emettitore (Q4) alla rete di integrazione costituita da R12 e da C5, che costituisce un filtro passa-basso che precede lo strumento M1, in modo che la lettura fornita dallo strumento risul-

ti proporzionale al ritmo di ripetizione degli impulsi o al ciclo di lavoro.

Di conseguenza, se il condensatore di capacità incognita e quello di capacità nota presentano il medesimo valore, il ciclo di lavoro è pari a 0,5, per cui lo indice dello strumento si porta approssimativamente al centro della scala.

Mano a mano che il valore della capacità incognita viene aumentato o diminuito, il ciclo di lavoro diminuisce o aumenta rispettivamente in modo proporzionale, per cui la posizione dell'indice dello strumento si sposta verso sinistra o verso destra, in conformità.

Le estremità in corrispondenza delle quali è possibile ottenere letture valide rappresentano i rapporti estremi tra il valore fisso ed il valore incognito, rispettivamente pari a 0,1 e a 10, e tali punti sono equidistanti sulla scala dello strumento dal punto che corrisponde ad un rapporto pari a 1.

Dal momento che queste relazioni sussistono entro un'ampia gamma di valori capacitivi, per passare da una gamma all'altra è necessario soltanto modificare il valore del condensatore fisso di valore noto, moltiplicandolo o demoltiplicandolo con un rapporto costituito da un numero intero. Di conseguenza, sono state previste in totale cinque portate. Nella portata più bassa, il condensatore di paragone C4 fornisce impulsi di uscita aventi una durata di circa 60 μ s. Con ciascuno scatto di S1, il valore di questo condensatore viene moltiplicato per 10, per cui la durata dell'impulso risulta dieci volte maggiore, ad eccezione della posizione corrispondente ad 1 μ F.

Adottando come condensatore di paragone un valore di 1 μ F, si otterrebbe una durata degli impulsi di 0,6 s, che è eccessiva per poter essere livellata tramite un integratore. Questo è il motivo per il quale la larghezza degli impulsi viene contenuta entro il limite di 60 ms, e per cui il tempo di carica viene ridotto di dieci volte, quando S1B parte da R5 ad R6, l'ultima delle quali viene scelta durante la calibrazione.

Quando S1A si trova in posizione 1, è possibile collegare un condensatore di riferimento esterno ai morsetti contrassegnati J2 ed J3, per stabilire la durata degli impulsi. Contemporaneamente, S1B collega il potenziometro R7 al circuito di carica, in modo che risulti possibile regolare il ritmo di ripetizione degli impulsi.

Dopo aver fornito tutti i dettagli costruttivi e dopo aver descritto con meticolosa precisione il procedimento di taratura, l'articolo viene concluso descrivendo minuziosamente la tecnica di impiego del capacimetro.

Considerando che l'intero strumento può essere realizzato in forma molto compatta, come si nota nella foto di figura 18, che illustra l'apparecchio interamente montato e visto dalla parte interna, è assai difficile che si presentino degli inconvenienti: ciò nonostante, il paragrafo conclusivo mette in evidenza anche quali possono essere le eventuali cause di incidente, e descrive razionalmente i relativi possibili rimedi.

UN DISPOSITIVO PER L'ELABORAZIONE DEI SEGNALI AUDIO

(Da «73 magazine» - 1/1973)

I vantaggi dell'elaborazione dei segnali relativi alla voce umana nei confronti dei trasmettitori funzionanti in SSB sono stati già messi in evidenza varie volte dalla stampa tecnica. Ad esempio, la compressione dei segnali determina un certo guadagno della potenza, e può ridurre sostanzialmente i picchi se il tempo di attacco è sufficientemente rapido.

La suddetta elaborazione presenta anche un altro vantaggio, che consiste nel mantenere pressoché costante il livello sonoro di riproduzione da parte dello altoparlante in corrispondenza del ricevitore, anche quando la potenza acustica dei segnali varia col variare della distanza tra le labbra di chi parla ed il microfono.

L'effetto di limitazione — inoltre — aumenta la potenza relativa intelligibile, limitando i picchi sonori. Tuttavia, dal momento che la limitazione di ampiezza delle oscillazioni più o meno sinusoidali produce una forma di distorsione per armoniche di ordine elevato, la cui presenza risulta particolarmente evidente nel caso di comunicazioni a banda laterale unica rispetto alla modulazione di ampiezza normale, è molto importante che questo effetto di limitazione sia seguito da filtri che funzionino in modo tale da ridurre la larghezza di banda.

Dopo aver chiarito questi importanti argomenti, che vengono seguiti da altri che mettono in maggiore evidenza quali siano le esigenze fondamentali attraverso le quali è possibile migliorare la rice-trasmissione della sola voce parlata, l'argomento viene abbozzato con la pubblicazione dello schema a blocchi che riproduciamo alla figura 19, che sintetizza il funzionamento dell'elaboratore.

Uno stadio di isolamento consiste in un transistor ad effetto di campo con uscita sull'elettrodo «source», che presenta una elevata impedenza di ingresso al microfono, ed è in grado di pilotare uno stadio convertitore in controfase di tipo «single-ended» attraverso un controllo manuale del guadagno.

Questo stadio pilota un amplificatore a circuito integrato funzionante in controfase con dispositivo ALC (controllo automatico di intensità) il cui segnale di uscita viene nuovamente convertito nel sistema «single-end».

Questo segnale di uscita pilota a sua volta un amplificatore a due stadi, che eccita il generatore di tensione per il controllo automatico dell'intensità. Inoltre, esso alimenta un «clipper» ed un filtro passa-basso.

Il livello di limitazione e l'uscita del filtro vengono invece controllati manualmente. Il generatore per il controllo automatico dell'intensità fornisce a sua volta il segnale di eccitazione ad uno stadio di controllo della polarizzazione, che prestabilisce quest'ultima al livello necessario per controllare il funzionamento

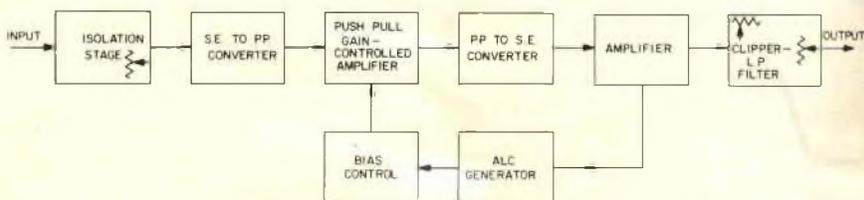


Fig. 19 - Schema a blocchi del dispositivo con cui si può migliorare il funzionamento dei rice-trasmettitori nei confronti della gamma di frequenze interessante la sola voce umana.

dell'amplificatore funzionante in opposizione di fase.

Lo schema che riproduciamo alla figura 20 è quello del dispositivo, che viene illustrato in tutti i suoi dettagli. Lo stadio Q1 funziona senza polarizzazione attraverso R1. R2 è invece una resistenza di isolamento del valore di 91 Ω, che evita il manifestarsi delle oscillazioni parassite.

R1 ed R2 fanno capo direttamente al contatto dell'elettrodo «source». Q2 fornisce tensioni di frequenza acustica di eguale ampiezza e sfasate tra loro di 180°, ai resistori R6 ed R7, per pilotare lo stadio funzionante in controfase.

Il segnale disponibile al terminale numero 8 di Q1 fa capo a Q3, stadio ad accoppiamento di emittitore che viene usato per effettuare il pilotaggio con un valore elevato dell'impedenza. L'uscita di fase opposta disponibile al terminale 6 fa invece capo all'invertitore di fase Q4 che eccita lo stadio Q5: quest'ultimo funziona infine con una bassa impedenza di pilotaggio.

I segnali di uscita forniti da Q3 e Q5 sono in tal caso nuovamente in fase tra loro. Prima di combinarsi tra loro

nelle capacità C11 e C12, devono però essere sottoposti ad un effetto di equalizzazione dell'ampiezza. Ciò viene fatto in questo caso predisponendo un resistore del valore di 100.000 Ω (R20) in parallelo ad R21. Il segnale combinato a frequenza acustica, che ora è del tipo «single-ended», pilota l'amplificatore a due stadi costituito da Q6 e da Q7.

Una delle uscite, e precisamente quella prelevata da Q7, fa capo all'ingresso ad alta impedenza dello stadio Q8 ad effetto di campo, in modo da non determinare la presenza di un carico ai capi dell'uscita, che potrebbe essere causa di fenomeni di distorsione. Q8 è uno stadio ad accoppiamento di emittitore che eccita il trasformatore T1, il quale — a sua volta — alimenta un rettificatore funzionante su entrambe le semionde, che fornisce la tensione per il controllo automatico dell'intensità.

R38 è un potenziometro che permette di controllare il livello di uscita dallo esterno. Si noti che l'ampiezza della tensione di segnale a frequenza acustica viene aumentata ad opera dello stadio Q7, per garantire un buon controllo dell'effetto di limitazione dei picchi. Do-

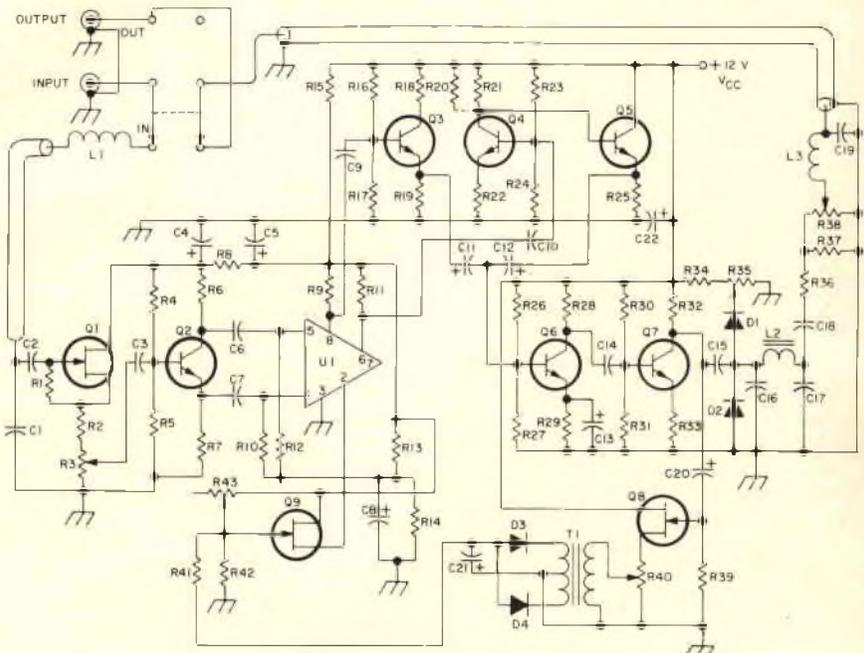


Fig. 20 - Schema elettrico completo dell'elaboratore per il canale di modulazione di cui è detto nell'articolo.

po questo effetto, e dopo un adeguato filtraggio, l'ampiezza di questo segnale viene ulteriormente ridotta ad opera della combinazione tra R36, R37 ed R38, per determinare la disponibilità di segnali di uscita di ampiezza analoga a quella dei segnali forniti dal solo microfono.

UN GENERATORE DI PROVA A DOPPIA TONALITA'

(Da «73 magazine» - 1/1973)

Per eseguire in modo accurato la prova di amplificatori e di altri dispositivi funzionanti in apparecchiature basate sul principio della banda laterale unica, la cosiddetta prova bitonale ha raggiunto un grado elevato di accettabilità.

Indipendentemente dalla procedura con la quale la prova viene svolta, in altre parole a prescindere dal fatto che il segnale di uscita venga controllato con un oscilloscopio (per valutare la ampiezza in funzione del tempo) oppu-

re con un analizzatore di spettro (per valutare l'ampiezza in funzione della frequenza), le esigenze fondamentali di ingresso consistono nel disporre di due forme d'onda abbastanza sinusoidali.

In laboratorio, un segnale bi-tonale di questo genere viene solitamente ottenuto disponendo di due buoni oscillatori di bassa frequenza, come ad esempio il modello HP 204C, con l'aggiunta di un carico resistivo che deve essere interposto lungo il segnale.

Per le prove eseguite dai dilettanti, i segnali bi-tonali di prova che vengono usati sono solitamente di qualità molto più scadente, in quanto vengono normalmente derivati da preamplificatori microfonicici che vengono portati in stato di oscillazione mediante diversi tipi di circuiti di reazioni le cui caratteristiche dipendono dalla frequenza di funzionamento.

Ciò premesso è di un certo interesse la soluzione che la Rivista americana propone, e che consiste in un generato-

re di due toni simultanei, basato sul principio del ponte di Wien, il cui schema elettrico è illustrato alla figura 21.

Come si può facilmente riscontrare, questo dispositivo fa uso in totale di cinque circuiti integrati, tutti del tipo LM301A, collegati tra loro con l'ausilio di alcuni altri componenti esterni, che ne controllano le prestazioni.

Osservando la parte sinistra dello schema, si nota che i primi due elementi integrati sono utilizzati per allestire altrettanti generatori nei quali le resistenze variabili R1 ed R2, entrambe del valore di 1.000 Ω , fungono da elementi regolatori per stabilire la frequenza dei toni prodotti. In entrambi i circuiti, il segnale di ingresso viene prelevato dal terminale numero 6, e — dopo un punto di prova, in corrispondenza del quale è possibile verificare il funzionamento di ciascun oscillatore separatamente — il segnale viene convertito ad un ulteriore amplificatore, costituito da un circuito integrato dello stesso tipo, e funzionante con una rete di reazione negativa, in modo da ottenere contemporaneamente due segnali di uscita, anch'essi disponibili al terminale numero 6 della seconda unità integrata per ciascuna sezione, di diversa frequenza.

I suddetti due segnali vengono poi abbinati lungo un'unica linea, tramite due resistori da 10 k Ω ciascuno, e fanno capo al terminale numero 2 dell'ultimo circuito integrato, che rende disponibile il segnale complesso di tipo bi-tonale, ai capi del potenziometro R7, che permette di dosarne l'ampiezza.

Questo tipo di generatore può essere alimentato tramite un sistema di rettificazione della tensione alternata di rete, costituito da un trasformatore provvisto di secondario in grado di fornire una tensione alternata di 14 + 14 V, per un totale quindi di 28 V.

Questa tensione alternata, come si osserva nello schema di figura 22, viene rettificata da un rettificatore a ponte, e viene successivamente filtrata mediante una tripla cellula di filtraggio, lungo la quale viene inserito un amplificatore operazionale tipo μ A7812, per ottenere un adeguato effetto di regolazione.

La tensione positiva disponibile in uscita ammonta a 12 V, positivi rispetto a massa, ed una seconda unità integrata, del tipo LM304 H viene applicata all'uscita dell'alimentatore, per ottenere la disponibilità di una seconda tensione di alimentazione, negativa rispetto a massa, anch'essa del valore di 12 V.

Il breve articolo descrive, oltre al principio di funzionamento e alle possibilità di impiego, anche la tecnica realizzativa dello strumento, che d'altronde è ridotta al minimo grazie all'impiego di unità integrate. La nota viene alla fine conclusa con l'aggiunta di alcuni argomenti che possono essere di valido ausilio agli effetti dello sfruttamento delle prestazioni, per eseguire nel modo più preciso possibile le prove di collaudo sui rice-trasmettitori funzionanti in banda laterale unica.

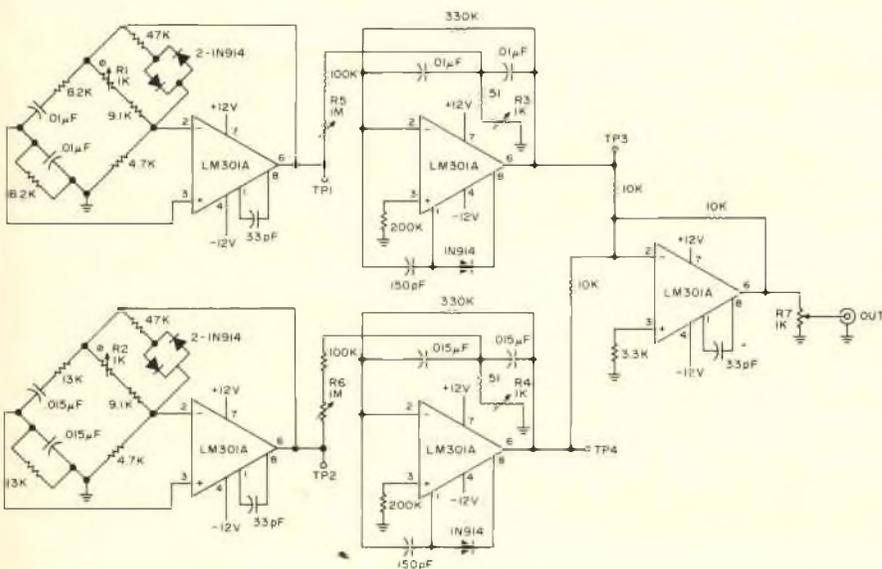


Fig. 21 - Circuito elettrico del generatore bi-tonale, mediante il quale viene facilitata la prova delle apparecchiature rice-trasmettenti, funzionanti in SSB.

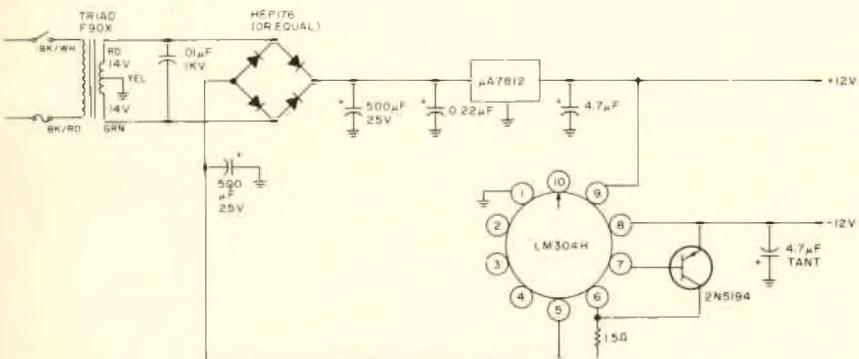
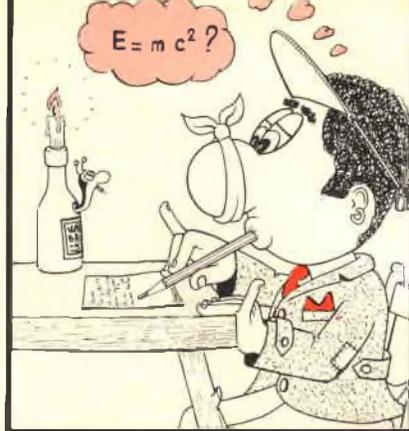


Fig. 22 - Schema completo dell'alimentatore usato per il circuito di figura 21, in grado di fornire due tensioni simmetriche continue di uscita, entrambe del valore di 12 V, ma di polarità opposta rispetto a massa.

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 3.000* 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 ridotto a lire 2.000.

spatiale, localisation des satellites, gyromètre à laser, pico-obturateur.

Capitolo 4° - *DE LA MEDICINE, diagnostic et traitement des tumeurs, chirurgie générale, microscope 3D.*

Capitolo 5° - *CONNECTIQUE, MIC optique, cristaux qui transportent le courant, voie des communications laser et pavée de fibres optique déjà des communications laser a courtes distances, laser et aimants, des sandwichs en céramique, mémoires optoélectriques.*

Capitolo 6° - *TRANSPORT, inspections de rails, le laser élimine les brouillard.*

Capitolo 7° - *HOLOGRAMMES, De Grimaldi à Gabor, Microscopie holographique, Hologrammes et traitement de l'information, hologrammes et grand public.*

Capitolo 8° - *Guerre ou paix.*

Capitolo 9° - *Pour en savoir plus.*

Detto libro è edito dalla Librairie Parisienne de la Radio, 43 Rue de Dunkerque, 75010 Paris e può essere richiesto tramite qualsiasi libreria internazionale.

Sigg. BALLINI G. - Grosseto,
DE MARINI D. - Milano
Pubblicazioni sul laser

Nella rivista *ELETTRONICA OGGI* sono già stati recensiti alcuni testi dedicati ai laser, comunque fra i volumi che consigliamo ai richiedenti quello in lingua francese di Marc Ferretti, *LES LASERS* è di notevole interesse ed anche di facile lettura.

Esso tratta ampiamente la materia in nove capitoli così suddivisi:

Capitolo 1° - *LES LASERS - raies spectrales, lasers atomiques, laser zig zag, laser chimique, mini-lasers chez Bell, vers le laser nucléaire.*

Capitolo 2° - *LES LASERS A L'USINE - découpe du titane, le laser remplace le diamant, laser pour masques.*

Capitolo 3° - *DE L'USINE AU CHANTIER, l'interféromètre laser, télémétrie*

Sig. MARENGO F. - Genova
Trombe di potenza per impieghi marini

Presso l'organizzazione di vendita della GBC è reperibile la tromba BOUYER RP39 Bireflex Marine, realizzata in lega leggera speciale AS 13, che è stata prescelta anche dalla Marina essendo protetta contro la corrosione dell'aria.

La potenza è compresa fra 2 e 20 W. Il raggio sonoro a fascio semidirezionale ha la portata di 400 m su un arco di 150°.

Trasformatore: 500 Ω /20 W, 1400 Ω /7,5 W, 4000 Ω /2,5 W in linea da 100 V.

La curva di risposta si estende da 300 a 5000 Hz. Il peso è di 7,5 kg.

Presso la GBC sono reperibili anche delle trombe di maggior potenza (fig. 1).

Gli abbonati a *Sperimentare* hanno ricevuto il catalogo BOUYER completo in allegato al numero 6/1973.

Raggio sonoro direzionale portata 5 \div 10 km (60°). Risposta 70 \div 5000 Hz oltre alla tromba RP201 di forma rettangolare con caratteristiche simili alla precedente e curva di risposta 200 \div 5000 Hz (figura 1).



Fig. 1 - Trombe di grande potenza BOUYER, anche per impieghi marini, adatte a coprire distanze comprese fra 400 m e 10 km, reperibili presso la GBC Italiana.



Fig. 2 - Simbolo e distintivo dell'ARI - Associazione Radiotecnica Italiana nella quale sono raggruppati radioamatori, dilettanti e radiotecnici.

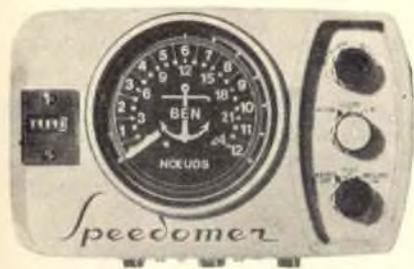


Fig. 3 - Misuratore di velocità elettronico per imbarcazioni a vela della Finder.

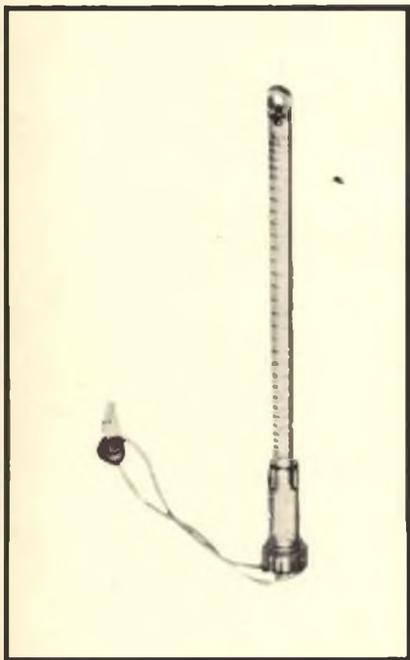


Fig. 4 - Indicatore di velocità per gommoni e piccole imbarcazioni, di tipo portatile (Finder).

Sig. MAZZA G. - Roma Associazione Radioamatori

Effettivamente l'A.R.I. è l'associazione che riunisce i radioamatori ma non solo questi. Del resto la sua sigla non significa, come molti credono Associazione Radioamatori Italiana, bensì ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA. Essa è stata fondata da Ernesto Montù, uno dei primi radioamatori italiani, nell'anno 1927. Gli scopi della Associazione sono chiaramente precisati dall'articolo 3 dello Statuto che afferma:

- 1°) Riunire a scopi scientifici e culturali, prescindendo da qualunque questione di carattere commerciale od industriale, i radianti, cioè i radioamatori, i radiodilettanti, i radiotecnici e gli studiosi della radio.
- 2°) Dare incremento agli studi scientifici, specie in campo radiantistico, promuovendo esperimenti e prove.
- 3°) Costituire un organo di collegamento fra i soci e la pubblica Amministrazione, in particolare per ciò che concerne la disciplina dell'attività radiantistica.
- 4°) Tutelare gli interessi dei soci nei riguardi di enti simili ed assisterli nei confronti della pubblica Amministrazione.
- 5°) Mantenere relazioni con analoghe associazioni estere e specialmente con la I.A.R.U. (International Amateur Radio Union) della quale la ARI è filiazione per l'Italia.
- 6°) Costituire un centro di informazioni tecniche a disposizione dei propri soci.
- 7°) Distribuire ai soci l'organo ufficiale dell'Associazione.

Le quote di associazione sono le seguenti: immatricolazione (nuovi soci ordinari) L. 2.000. Matricolazione (nuovi soci juniores) L. 1.000. Quota annua, soci ordinari L. 5.000. Quota annua, soci juniores L. 2.500. Soci esteri L. 6.000. (Figura 2).

Sig. SOLARI N. - La Spezia

Indicatori di velocità per scafi a vela e gommoni

La figura 3 si riferisce ad un indicatore di velocità elettronico di precisione, particolarmente studiato per essere usato a bordo degli scafi a vela. Si tratta del modello 70-10-08 della Finder che è costituito da un indicatore con quadrante avente il diametro di 100 mm e due scale da 0 ÷ 5 e 0 ÷ 10 nodi.

Lo strumento, con cornice satinata, è perfettamente stagno a qualsiasi tipo di intemperie ed è munito di illuminazione regolabile tramite un apposito reostato e di un dispositivo di calibrazione.

Il passaggio a scafo è di bronzo con flangia esterna ad incasso allo scopo di ridurre al minimo la resistenza dell'acqua, e può essere installato sul fasciame dello spessore max di 25 mm. Un tappo consente di rendere stagno il contenitore quando il trasduttore viene rimosso.

Infatti il trasduttore in Derlin con elichetta che fuoriesce dallo scafo, può essere rimosso rapidamente.

L'alimentazione a 12 Vcc può essere effettuata tanto con accumulatore quanto con pile a secco. L'assorbimento è di soli 25 mA.

L'indicatore di velocità è fornito di tutti gli accessori. Non è però previsto l'indicazione delle miglia percorse.

Per piccole imbarcazioni e gommoni è consigliabile l'indicatore portatile 31-00-91 infrangibile, (fig. 4) munito di laccio con galleggiante che permette di effettuare la lettura istantanea della velocità da 5 a 35 miglia orarie, con frazioni di miglio, e che non richiede installazione fissa.

Sigg. TONELLI F. - Livorno, FRATELLO F. - Bari Stazioni radiotelevisive

In Germania esistono diversi Enti che gestiscono le stazioni radiotelevisive. Nella Repubblica Federale gli organismi responsabili sono i seguenti: BR = Bayerischer Rundfunk. DBP = Deutsche Bundespost. HR = Hessischer Rundfunk. NDR = Norddeutscher Rundfunk. RB = Radio Bremen. SDR = Süddeutscher Rundfunk. SFB = Sender Freies Berlin. SR = Saarländischer Rundfunk. SWF = Südwestfunk. WDR = Westdeutscher Rundfunk. Le lettere DF si riferiscono ai programmi dovuti alla Deutschlandfunk.

L'ente che gestisce i programmi della Repubblica Democratica è invece la DDR = Deutscher Demokratischer Rundfunk. I simboli impiegati dalle varie emittenti sono i seguenti: BI = Radio Berlin International. BR = Berliner Rundfunk. BW = Berliner Welle. B = Deutschlandsender. D1 = DDR, programma 1°. F = Ferienprogramm.

Le emissioni della Libia sono controllate dal Ministry of Information and Guidance, comunque può richiedere le notizie che Le interessano alla LYBIAN BROADCASTING AND TV SERVICE. P.O. Box 333 Tripoli.

Sig. ARDU' D. - Cagliari

Antenne filari per radioamatori

Per incominciare la sua attività di SWL può senz'altro installare un'antenna filare accordabile sulle frequenze usate dai radioamatori la quale, non appena avrà conseguita la patente e la licenza di radioamatore, potrà essere usata anche in trasmissione.

Fra le antenne più interessanti di questo genere ne citiamo alcune della HYGAIN che in Italia sono reperibili presso l'organizzazione di vendita della GBC Italiana.

La figura 5 si riferisce ad un'antenna accordata sui 40 e sugli 80 m, la cui lunghezza è di circa 34 m ed il cui peso è poco più di 4 kg. Si tratta del modello 2BDQ.

Il modello 5BDQ, illustrato in figura 6 è accordato invece sulle gamme dei 10,

15, 20, 40 e 80 m. La sua lunghezza è di circa 32 m ed il peso non supera i 7 kg.

L'antenna di cui alla figura 7, modello 2BDP è accordata nelle gamme dei 15, 40 e 80 m.

Le facciamo però notare che un'ottima antenna, che fra l'altro richiede pochissimo spazio e pertanto è molto utile ai radioamatori che operano in città ed in zone in cui non è possibile l'installazione di antenne filari o direttive, è il modello HY-GAIN 18 AVT/WB. Si tratta di un'antenna verticale accordata tramite delle trappole su tutte le gamme dei radioamatori che vanno da 10 a 80 m, compresa quella dei CB, che può essere collegata a TX della potenza di 1 kW in AM.

Su questo tipo di antenna avremo occasione di parlare in un prossimo articolo.

Fig. G. BRUNI - Napoli

Anomalie dell'amplificatore video in un televisore

Quando l'immagine è contrastata in modo esatto le zone nere debbono essere molto scure (cioè nere) e quelle bianche sufficientemente chiare cioè luminose.

Per verificare che il comando di contrasto sia ben regolato è sufficiente aumentare leggermente la luminosità: in questo caso le zone nere dovranno assumere una tinta grigio-scura mentre quelle bianche diventeranno ancor più luminose. Qualora le zone nere non diventino grigie scure ciò significa che il contrasto è troppo elevato ed in questo caso si ridurrà aumentando contemporaneamente la luminosità fino ad ottenere le condizioni desiderate.

Un amplificatore a video frequenza può dare una immagine poco contrastata quando la valvola interessata al circuito è in fase di esaurimento, se il condensatore elettrolitico, o quello catodico, sono esauriti o comunque difettosi. Anche una tensione di griglia schermo inferiore alla tensione normale dà luogo ad una diminuzione del contrasto.

Un metodo molto elementare, di emergenza in assenza di strumenti, per controllare se un amplificatore a video frequenza funziona regolarmente, consiste nell'applicare la tensione di filamento (6,3 Vca) attraverso un condensatore avente un valore compreso fra 15 e 60 k μ F alla griglia od al catodo del tubo a raggi catodici, ossia all'elettrodo al quale è collegata l'uscita dell'amplificatore video.

Se lo stadio in questione funge regolarmente sullo schermo apparirà una fascia scura simile a quella che si riscontra quando è presente un ronzio avente la stessa frequenza di rete. Tale tensione si applicherà successivamente all'anodo ed alla griglia della valvola amplificatrice video e successivamente al diodo rivelatore fino ad individuare il punto in cui il circuito cessa di funzionare che è denunciato dalla sparizione della fascia scura.

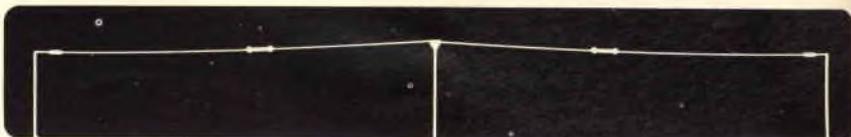


Fig. 5 - Antenna HY-GAIN (GBC italiana) per le gamme dei 40 e 80 m. modello 2BDQ.

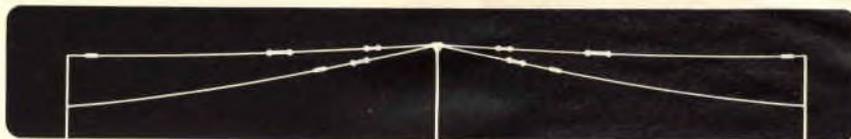


Fig. 6 - Antenna HY-GAIN (GBC italiana) modello 5BDQ per le gamme 10, 15, 20, 40 e 80 m.

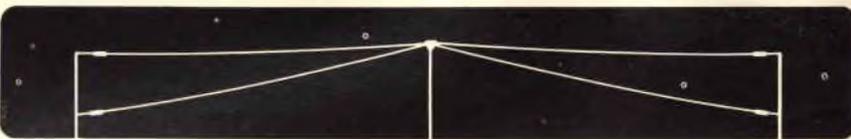


Fig. 7 - Antenna HY-GAIN (GBC italiana) modello 2BDP per le gamme 15, 40 e 80 m.

Fig. FRANCHI G. - Milano
Contatore-temporizzatore

Penso che il contatore temporizzatore PM 6620 della Philips abbia le caratteristiche da Lei richieste. Infatti si tratta di un contatore per usi generali il cui prezzo è da considerarsi medio. Esso oltre a presentare un'alta larghezza di banda (dalla cc fino a 45 MHz) ha pure una eccellente risoluzione di 100 ns la quale può essere considerata eccezionale per strumenti di questo prezzo.

Il PM 6620, illustrato in figura 8, può funzionare su entrambe le pendenze

positive e negative e pertanto può operare misure automatiche di larghezze di impulso senza alcuna unità accessoria.

Un accessorio facoltativo addizionale è costituito dal pannello a CS, tipo PM9670 che permette di avere un'uscita BCD ed un funzionamento programmabile, o controllo a distanza.

Le principali caratteristiche sono le seguenti:

Gamma di frequenza: cc ÷ 45 MHz.
Visualizzazione: 6 digit con memoria.
Clock: 10 MHz (TCXO). Stabilità: 1 ppm/anno. 2 ppm da -20 °C a +70 °C.
Tempo porta: 1 μ s ÷ 10 s. Portate medie: 1 ÷ 10⁻⁷. Lettura: s, ms e μ s.



Fig. 8 - Contatore temporizzatore PM 6620 con campo di frequenza della c.c. a 45 MHz.

Risoluzione: $100 \text{ ns} \div 10 \text{ s}$ (larghezza del periodo dell'impulso). Portata $N \times F_A/F_B$ ($N = 1 \div 10^{-7}$ solo decadi). Totalizzatore: controllo manuale ed elettrico. Impedenza ingresso A: $1 \text{ M}\Omega/25 \text{ pF}$. Sensibilità: 50 mV rms a 25 MHz , 100 mV a 45 MHz . Triggering: automatico \pm livello. Base dei tempi di uscita: $0,1 \text{ Hz} \div 10 \text{ MHz}$.

Fig. CALICCHIO L. - Napoli
Circuito Integrato TCA160Q

Con il circuito integrato TCA160Q può realizzare un buon amplificatore avente la potenza di 2 W.
La figura 9 si riferisce per l'appunto ad un impiego del genere consigliato

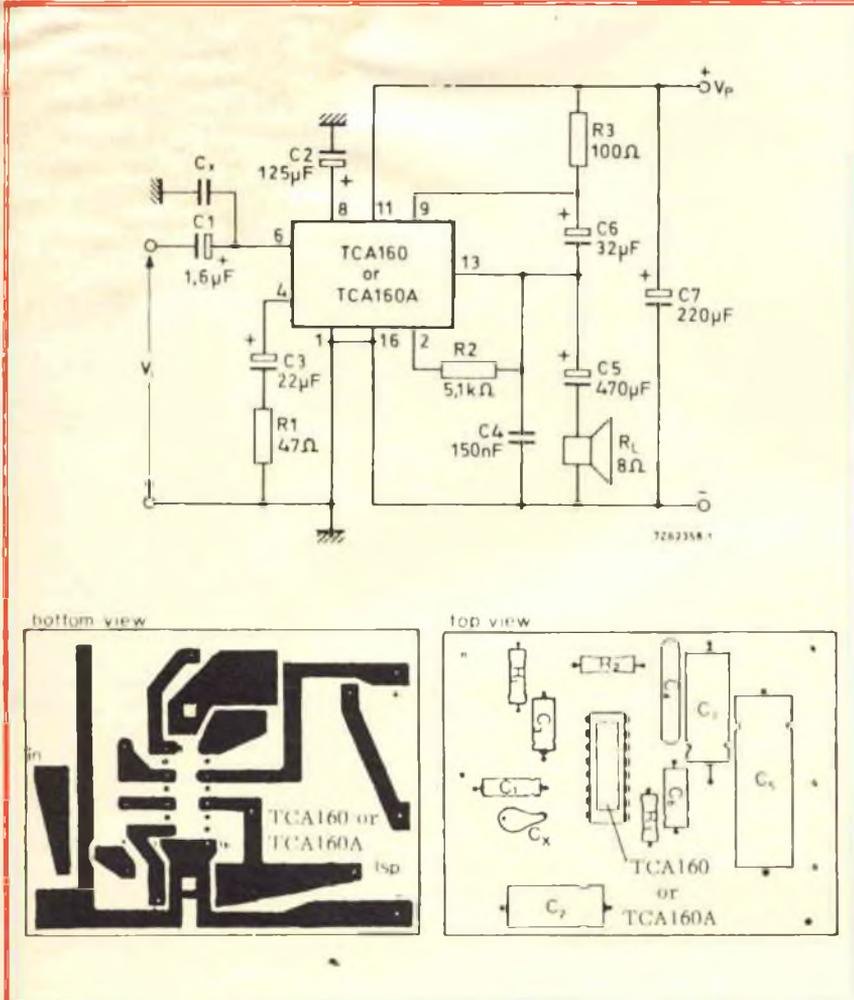


Fig. 9 - Schema elettrico e di montaggio di un amplificatore BF da 2 W realizzabile con il circuito integrato Philips TCA160Q.



Fig. 10 - Il digimot - un modello raffinato di motore incrementale della Oerlikon.

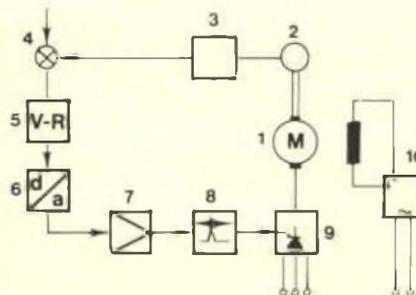


Fig. 11 - Schema a blocchi della configurazione base del motore di cui alla figura 10.

dalla Philips. La tensione di alimentazione può variare da 5 a 16 V comunque nel circuito in questione è stata presa in considerazione la tensione di $12 + 14 \text{ Vcc}$. La capacità del condensatore C_x è dell'ordine di $3,9 \text{ nF}$, il valore di tutti gli altri componenti è stato indicato direttamente sullo schema elettrico.

Fig. BIANCHI D. - Torino
Motori incrementali

Effettivamente oggi giorno molte macchine utensili richiedono delle elevate prestazioni degli organi in movimento e dovrebbero permettere una lavorazione priva di strappi e continua in un campo di avanzamento alquanto esteso che può essere compreso da 1 mm/min a 15 m/min . I motori passo a passo, noti anche con il nome anglosassone di step by step oppure step-motor sovente presentano gli inconvenienti da Lei segnalati e sui quali non è il caso di dilungarci. Recentemente la Oerlikon ha realizzato un nuovo tipo di motore incrementale mediante il quale è possibile coprire un ampio campo di velocità, con la massima precisione, senza bisogno di effettuare delle commutazioni.

Questo motore che è illustrato in figura 10 nella sua configurazione base, come afferma E. Vandone, sulla rivista Strumentazione, unisce le caratteristiche di uno step-motor ad altissima frequenza a dati di controllo.

Anche per grossi carichi inerziali la costante di arresto è estremamente bassa e l'alta frequenza di step gli permette una risoluzione dell'ordine di 1 micron, una velocità di traslazione rapida di 9 m/min che corrisponde a circa 10 volte la velocità che si è raggiunta fino ad ora.

Le caratteristiche del motore sono le seguenti:

- Frequenza degli step: $0 \div 150.000 \text{ step/sec.}$
- Step per giro: 3.000
- Coppia: $0,75 \div 1 \text{ kg (2 mod.)}$
- Giri max: $3.000/\text{min}$
- Coppia istantanea max: $10 \times \text{coppia nominale}$

La figura 11 si riferisce allo schema a blocchi della configurazione di base. 1 rappresenta un motore cc dotato di buone costanti elettrica e meccanica e sene da strappi, 2 è un trasmettitore incrementale al quale segue l'unità logica, 3 nel quale il segnale viene convertito in impulsi che corrispondono al numero dei giri. 4 rappresenta un circuito analogico di paragone con il segnale in arrivo da 3 ed un segnale esterno di riferimento, la cui differenza è visualizzata in 5. Il segnale binario viene inviato al convertitore 6 dal quale escono degli impulsi di corrente continua. Seguono quindi l'amplificatore 7, un regolatore di impulsi 8 ed una unità di potenza 9. Ulteriori informazioni in merito potrà chiederle alla casa costruttrice.

Continuiamo in questo numero la pubblicazione, iniziata sul numero 1/73, di una serie di tabelle di equivalenza fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Philips.



EQUIVALENZE E DATI TECNICI DEI SEMICONDU

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna						Osservazioni sul corrispondente Philips		
				VRM	VRWM	IF(AV)	IFM	C	P _{BE}	VR	G=I _{TR}	H=V _F
			M K G	(V)	(mA)	(mA)	(pF)	(V)	Contenitore	valore inferiore	valore superiore	
0100	F	(BAX 12)	5 x 7,5 M	75		125			S00-17			ACKH
0307	E	(BY 127)	6 x 8	800		600	5000		S00-18	K		CD
0317	E	(BY 127)	6 x 8	800		600	5000		S00-18			CD
0327	E	(BY 127)	6 x 8	800		600	5000		S00-18			CDK
0500	E	(BAX 18)	- M	75		250			S00-17			CK
0501	F	(BAX 16)	- M	150		250			S00-17	K		C
0502	E	(BA 145)	- M	300		250			DO-14			ACK
0504	E	(BYX 10)	- M	600		250			DO-14			ACK
0507	E	(BYX 10)	- M	800		250			DO-14			ACK
AA 111	T	AA 119	4 x 14 G	40		10	10		DO-7			ACE
AA 112	T	(AA 119)	DO-7 G	20		30	45					ACDHK
AA 113	T, S, SE	(AA 119)	DO-7 G	65		25	50			AK		CDH
AA 114	SE	AA 119	DO-7 G	30		40	90			C		A
AA 116	S, SE	DA 90	DO-7 G	30		30	45					
AA 117	T	DA 95	DO-7 G	115		50	150			H		
AA 118	S, T, SE	DA 91	DO-7 G	115		~	150					
AA 119	P, D, S, T, SE	AA 119	DO-7 G	45		35	100					
AA 121	A	(DA 90)	G	25			30			H		A
AA 123	A	(DA 90)	G	18			30			H		A
AA 130	SE	DA 90	DO-7 G	15		20	60			D		AC
AA 131	SE, A	AA 119	DO-7 G	40		20	70					ACD
AA 132	T	DA 91	DO-7 G	110		50	150			HK		A

diodi

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna								Osservazioni sul corrispondente Philips			
			Contenitore	M K G	VRM	VRWM (V)	IF(AV) (mA)	IFM (mA)	C (pF)	per VR (V)	G=I _{rr} ; H=V _F ; K=I _R ; L=I _{FSM}	Contenitore	valore inferiore	valore superiore
AA 133	T,SE	(OA 91)	DO-7 G	140		50	150						AK	H
AA 134	T	(OA 91)	DO-7 G	70		50	150							AHK
AA 135	T,SE	(AAZ 17)	DO-7 G	30		150	500	8-	1				CDE	A
AA 136	T	AAZ 17	DO-7 G	60		150	500	8-	1				CDE	
AA 137	T	AA 119	DO-7 G	40		20	25						K	ACDH
AA 138	T	(OA 91)	DO-7 G	25		20	25						H	ACDK
AA 139	T	AAZ 18	DO-7 G	20		200	400						CDHK	
AA 140	T	(OA 90)	SPEC. K	30		20	-				DO-7		H	CDK
AA 142	T	(AA 119)	SPEC. K	30		20	-				DO-7		K	ACDH
AA 143	I,SE	AA 119	DO-7 G	25	-	60							C	A
AA 144	I	(AAZ 15)	DO-7 G	90		60	-							ACD
AAZ 13	I	(AAZ 17)	DO-7 G	25		50	-							
AAZ 21 +	P	(OA 90)	DO-7 G	15		20	50	1,2-	1				DHK	AC
AAZ 27	S	(AAZ 17)	DO-7 G	25		75	190	0,9-	1					ACDE
AAZ 28	S	(AAZ 15)	DO-7 G	100		50	-	0,2	1					CDE
AAZ 30 +	P	(AAZ 17)	DO-7 G	50		110	400	1-	1				D	ACE
AAZ 32 +	P	(AAZ 17)	DO-7 G	30		110	150	1,5-	1					ACDE
AAZ 33 +	P	(AAZ 18)	DO-7 G	15		100	240	1-	10				E	ACD
AAZ 41	T	(AAZ 17)	DO-7 G	30		300	500	3,5-	1				CDE	A
AAZ 47	O	(OA 91)	DO-7 G	50		50	150						K	AH
AAZ 49	SE	(AAZ 17)	DO-7 G	40		150	500						C	A
AAZ 53	S	(OA 90)	6 x 10	40		-	50	1,5	0		DO-7		ADH	K
AAZ 54	S	(OA 90)	6 x 10	40		-	50	1,5	0		DO-7		ADH	K
AAZ 55	S	(OA 90)	6 x 10	40		-	50	1,5	0		DO-7		ADH	K
AAZ 10	T	(OA 91)	DO-7 G	30		30	30						HK	ACD
AAZ 12 +	P	(BAX 12)	SOT-2/3 G	30		100	1000	9	3		SOD-17		DE	AC
AAZ 13 +	P	(AAZ 18)		8		30					DO-7		HK	ACD
AAZ 15	P,SE	AAZ 15	DO-7 G	100		140	250	2-	1					
AAZ 17	P	AAZ 17	DO-7 G	75		140	250	2-	1					
AAZ 18	P,SE	AAZ 18	DO-7 G	20		180	300	1,5-	1					
B 60 C1000	-	(BY 164)	-	-	(60)	1400	5000				SOD-28			silicio
B 280 C1000	-	(BY 179)	-	-	(280)	1400	5000				SOD-28			silicio
BA 100 +	P	BAX 16	DO-7 G	60		90	100				SOD-17		K	ACD
BA 101	T	(BA 102)	DO-7 G	30				52...12	1...20				A	
BA 102	P,T	BA 102	DO-7 G	20		0,1		55...18	1...20					
BA 103	S	(AAZ 18)	(TO-1)	6		200	-	260-	5		DO-7		CEH	AK
BA 104	S	(BAX 16)	(TO-1)	100		190	-	20-	5		SOD-17		EK	CH
BA 105	S	(BA 145)	(TO-1)	300		150	-	10-	5		DO-14			ABE
BA 108	S	(BAX 18)	(TO-1)	50		190		35-	5		SOD-17		K	ABC
BA 110	I	(BB 105 G)	DO-7 G	60		-		8...12	2		SOD-23		A	E
BA 110 G	I	(BB 105 G)	DO-7 G	60		-		10...16	2		SOD-23		A	
BA 111	I	(BA 102)	DO-7 G	20		-		45...65	2					A
BA 112	I		DO-7 G	-		-		80...120	2					
BA 119	S	(BA 102)	DO-7 G	50				45...65	2		DO-7		A	

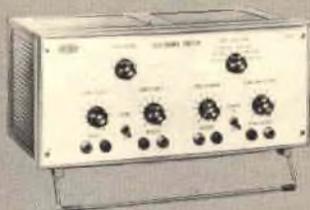
Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna										Osservazioni sul corrispondente Philips		
			Contenitore	M K G	VRM	VRWM (V)	I _F (AV) (mA)	IFM (mA)	E		VR (V)	G = I _{rr} Contenitore	H = V _F valore inferiore	K = I _g valore superiore	L = I _{FSM}
									C	D ³					
BA 120	S	(BB 105 G)	00-7	G	50					R...12	2	S0D-23	A	E	
BA 121	T	(BB 106)	00-7	G	30					15...5	0...20	S0D-23	F		
BA 124	T	(BA 102 BL)	00-7	G	30					65...25	1...30				
BA 125	T	(BA 102 JW)	00-7	G	30					45...18	1...30				
BA 127	S	(BAX 13)	00-7	G	60		200			7		S0D-17	AH	K	
BA 128	F	(BAX 16)	00-7	G	75			225				S0D-17		AD	
BA 129	F	(BA 148)	00-7	G	200			450				S0D-14		AD	
BA 130	F	(BAX 13)	00-7	G	30			150				S0D-17		A	
BA 136 +	P, S	BA 182	00-7	G	50		100			0,9	30	S0D-23	AE		
BA 137	S	(BAX 16)	00-7	G	150		100			5-	0	S0D-17	E	C	
BA 138	S	-	00-7	G	30		50			4,7...1	0,2-30				
BA 139	S	(BB 105 A)	00-7	G	28		50			14...3	3...20	S0D-23	E	A	
BA 140	S	(BB 105 G)	00-7	G	28		50			14...3	3...20	S0D-23	F	A	
BA 141	I	(BB 105 A)	00-7	G	28					2,2...3,2	25	S0D-23			
BA 142	I	(BB 105 G)	00-7	G	28					2,2...3,2	25	S0D-23			
BA 143 U	I	(BA 182)	3 x 4	K	20					2-	15	S0D-23	EK	AH	
BA 143 V	I	(BA 182)	3 x 4	K	20					2-	15	S0D-23	EK	AH	
BA 145	P	BA 145	00-14	K	350		300	2000		4	150				
BA 147 / 50	T	(BAX 13)	00-7	G	50		100	200				S0D-17	CDK	H	
BA 147 / 150	T	(BAX 16)	00-7	G	150		100	200				S0D-17	K	CDH	
BA 147 / 230	T	(BAX 17)	00-7	G	230		100	200				S0D-17	AK	CDH	
BA 147 / 300	T	(BA 145)	00-7	G	300		100	200				00-14		ACDK	
BA 148	P	BA 148	00-14	K	350		300	2000		4	150				
BA 149	T	(BB 105 G)	00-7	G	50					8...2,7	1...50	S0D-23	AE		
BA 150 +	P, T	(BA 102)	00-7	G	28					55...25	2...25		AE		
BA 152	D	(BA 182)	00-7	G	15			100		1,7	10	S0D-23	E	A	
BA 158	I	-	3 x 6	K	600		250	2000							
BA 159	I	-	3 x 6	K	1000		250	2000							
BA 161	I	(BB 105 A)	3 x 4	K	30					2...2,7	25	S0D-23			
BA 162	I	(BB 105 G)	3 x 4	K	30					2,2...3,2	25	S0D-23			
BA 163	I	(BB 113)	00-7	G	12					220...7	1...12			triplo diodo	
BA 164	F	-	00-7	G	20										
BA 165	D	(BA 182)	00-7	G	15			100		3	10		E	A	
BA 166	TI	-	00-35	G											
BA 173	T	(BA 145)	00-7	G	300		100			2,5	10	00-14		ACDEK	
BA 174	T	(BA 182)	SPEC.	K	25		115			2,3	0	S0D-23	CH	AEK	
BA 175	T	(BAV 10)	MINI.	K	50		250	600		8-	0	00-35	E	AC	
BA 176	T	DA 91	00-7	G	-		-	-		15	2	-			
BA 177	T	(BA 182)	00-7	G	50		100			6,2-	2	S0D-23	AE	K	
BA 182	P	BA 182	S0D-23	K	35		100			0,8	20				
BA 184	TI	(BA 145)	00-35	G	350		140	1000		3,5-	0	00-14	E	CDK	
BA 185	TI	(BA 145)	00-35	G	450		140	1000		3,5-	0	00-14	AE	CDK	
BA 186	TI	(BA 145)	00-35	G	500		140	1000		3,5-	0	00-14	AE	CDKH	
BA 187	TI	1N 4151	00-35	G	50		200	2000		1,8	0		DK	C	

diodi

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna							Osservazioni sul corrispondente Philips				
				M	VRM	VRWM	IF(AV)	IFM	C	per	VR	G = I _π	H = V _F	K = I _R	L = I _{FSM}
				K G	(V)	(V)	(mA)	(mA)	(pF)	(V)	Contenitore	valore inferiore	valore superiore		
BA 188	TI	(BAX 18)	DO-35 G	100			200	2000	1,8	0	SOD-17	AH	CEK		
BA 189	TI	(BAX 16)	DO-35 G	150			200	2000	1,8	0	SOD-17	D	H		
BA 190	TI	(BAX 17)	DO-35 G	200			200	2000	1,8	0	SOD-17	D			
BA 195	TI	(BAX 17)	DO-35 G	200			150		5-	0	SOD-17		CEG		
BA 209	TI	(BAW 62)	DO-35 G	75			100+		4-	0		C	K		
BA 211	TI	(BAX 13)	DO-35 G	75			100+		4-	0	SOD-17	ACE	K		
BA 214	TI	(BAX 13)	DO-35 G	75			100+		2-	0	SOD-17	AC	EHK		
BA 243	I	(BA 182)	DO-35 G	20			100		2-	15	SOD-23	K	AH		
BA 244	I	(BA 182)	DO-35 G	20			100		2-	15	SOD-23	K	AH		
BAV 10	V	BAV 10	DO-35 G	60			300	600	2,5-	0					
BAV 17	I	(BAX 18)	DO-35 G	25			250	625	1,5	0	SOD-17		ACDEKG		
BAV 18	I	BAX 18	DO-35 G	60			250	625	1,5	0	DO-35		ACDEKG		
BAV 19	I,P	(BAV 19)	DO-35 G	120			250	625	1,5	0	DO-35				
BAV 20	I,P	(BAV 20)	DO-35 G	180			250	625	1,5	0	DO-35				
BAV 21	I,P	(BAV 21)	DO-35 G	250			250	625	1,5	0	DO-35				
BAW 24	T	(BAV 10)	(2 x 4)	10			500		6-	0	DO-35	CEHK	A		
BAW 25	T	(BAV 10)	(2 x 4)	45			500		5-	0	DO-35	CEHK	A		
BAW 26	T	(BAV 10)	(2 x 4)	10			500		6-	0	DO-35	CEK	AH		
BAW 27	T	(BAV 10)	(2 x 4)	40			500		5-	0	DO-35	CEK	A		
BAW 33	TI	(BAX 12)	DO-35 G	70			225				SOD 17	H	ABCG		
BAW 56	P	BAW 56	SOT-23 K	50			50	100	2-	0					
BAW 57	TI	(BAX 12)	DO-35 G	40			300	1000			SOD 17	DK	ACG		
BAW 57	N	(BAX 12)	(T0116)								SOD 17	DK	ACG		
BAW 62	T	BAW 62	DO-35 G	75			75	225	4-	0					
BAX 12	P	BAX 12	SOD-17 G	90			400	800	25	0					
BAX 13	P	BAX 13	SOD-17 G	50			75	150	3-	0					
BAX 15	P	BAX 15	SOD-17 G	180			250	500	20-	0					
BAX 16	P	BAX 16	SOD-17 G	150			200	300	10-	0					
BAX 17	P	BAX 17	SOD-17 G	200			200	300	10-	0					
BAX 18	P	BAX 18	SOD-17 G	75			350	600	35-	0					
BAX 20	T	(BAV 10)	DO-7 G	25			250				-	EGH	ACK		
BAX 21	I	(BAV 10)	DO-7 G	50			250				-	EGH	AC		
BAX 22	T	(BAX 16)	DO-7 G	100			250				SOD-17	C	A		
BAX 25	T	(BAX 13)	DO-7 G	15				50	0,6	0	SOD-17	H	ACDEG		
BAX 26	T	(BAX 13)	DO-7 G	30				100	1	0	SOD-17	H	ACDEG		
BAX 27	T	(BAV 10)	DO-7 G	30				500	4	0	DO-35		AD		
BAX 28	S	(3 x BAX 13)	TO-72 M	25			115	225	4-	0	3 SOD17	CDEK	AG		
BAX 30	S	(3 x BAX 13)	TO-72 M	25			115	225	4-	0	3 SOD17	CDEK	AG		
BAX 78	+	BAV 10	DO-7 G	55			300	600	2-	0	DO-35	G	AE		
BAV 14	T	(BYX 10)	(7 x 8)	500			200	500			DO-14		ACD		
BAV 15	T	(BYX 10)	(7 x 8)	650			200	500			DO-14		ACD		
BAV 16	T	(BYX 10)	(7 x 8)	800			200	500			DO-14		ACD		
BAV 17	I,SE	(BAV 10)	DO-7 G	15			200	225	1,2	10	DO-35	HK	ACD		
BAV 18	I,SE	(BAV 10)	DO-7 G	60			200	225	1,2	10	DO-35	HK	CD		

+ di 150 kit
× l'elettronica
nel mondo

UK 585



L. 33.500

COMMUTATORE ELETTRONICO

Frequenza di commutazione: da 50 Hz a 7.500 Hz in 6 gamme - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Massima tensione di ingresso: 8 Vp.p.

UK 682



L. 49.500

ALIMENTATORE STABILIZZATO

Tensione di uscita: 4 ÷ 35 Vc.c. - Corrente massima fornita: 2,5 A - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. ± 10%

UK 370



L. 54.000

AMPLIFICATORE LINEARE RF

Gamma di frequenza 26,5 ÷ 30 MHz - Potenza max a R.F.: 30 W - Alimentazione: 220 Vc.a. - Impedenza d'ingresso e di uscita: 50 Ω

UK 500



L. 29.500

RICEVITORE SUPERETERODINA

Gamma di sintonia: OL 150 ÷ 260 kHz - OM 520 ÷ 1640 kHz - FM 87 ÷ 104 MHz - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: 117/125 - 220/240 Vc.a.

UK 535/C



L. 29.500

AMPLIFICATORE STEREO HI-FI 7+7 W

Potenza di uscita: 7+7 W - Risposta di frequenza: 20 Hz ÷ 20 kHz ± 1 dB - Impedenza di uscita: 8 Ω

UK 180



L. 31.000

QUADRIK - DISPOSITIVO PER EFFETTO QUADRIFONICO

Impedenza dei due ingressi: 4 ÷ 8 Ω - Regolazioni indipendenti per altoparlanti frontali ed altoparlanti posteriori

ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI - APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZZATORI - RADIO-TV



Più "Elettricità" per il vostro denaro!



Questa è la pila «Tigre» della Hellekens!

La pila «Tigre» della Hellekens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata.

La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellekens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellekens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila «Tigre» della Hellekens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellekens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila «Tigre» della Hellekens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellekens ha la «Tigre» fin dal 1923.

Più "Elettricità"
per il vostro denaro
con la pila «Tigre»
della Hellekens



RCF

Costruzioni elettroacustiche di precisione

AMPLIFICATORI A TRANSISTORI

AM 102

Potenza: lavoro 10 W massima 15 W - **Distorsione:** 3% a 10 W - **Risposta in Frequenza:** $150 \div 15000$ Hz
Circuiti di Entrata: 2 in commutazione (micro/fono)
Sensibilità: microf. 1 mV - fono 100 mV - **Rapporto Segnale/Disturbo:** -60 dB - **Impedenza di Uscita:** 8-16 Ω - **Controlli:** volume - tono - **Alimentazione:** c.c. 12 V - 150 mA a segnale 0 - 1,5 A mass. segnale
Dimensioni: mm 153x57x150 - **Peso:** kg. 0,900



AM 960

Potenza: lavoro 60 W massima 100 W - **Distorsione:** 1% a 60 W - **Risposta in Frequenza:** $20 \div 20000$ Hz \pm 2 dB - **Circuiti di Entrata:** 2 microf. - 1 registr. - 1 fono mag. - 1 fono/radio - **Circuiti di Uscita:** per pilotaggio unit\`a di potenza - per registratore - **Sensibilit\`a:** microf. 0,6 mV - fono mag. 25 mV - fono/radio 150 mV - **Rapporto Segnale/Disturbo:** microf. -60 dB - fono mag. -60 dB - fono/radio -65 dB - **Controlli:** 5 volume - 1 volume gener. toni alti - toni bassi - **Impedenza Uscita:** 2-4-8-16-42-160 Ω - 100 V cost. - **Alimentazione:** c.a. 50/60 Hz - 110/240 V - **Dimensioni:** mm 400x160x305
Peso: kg. 14,500



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITA MAGNETO-DINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

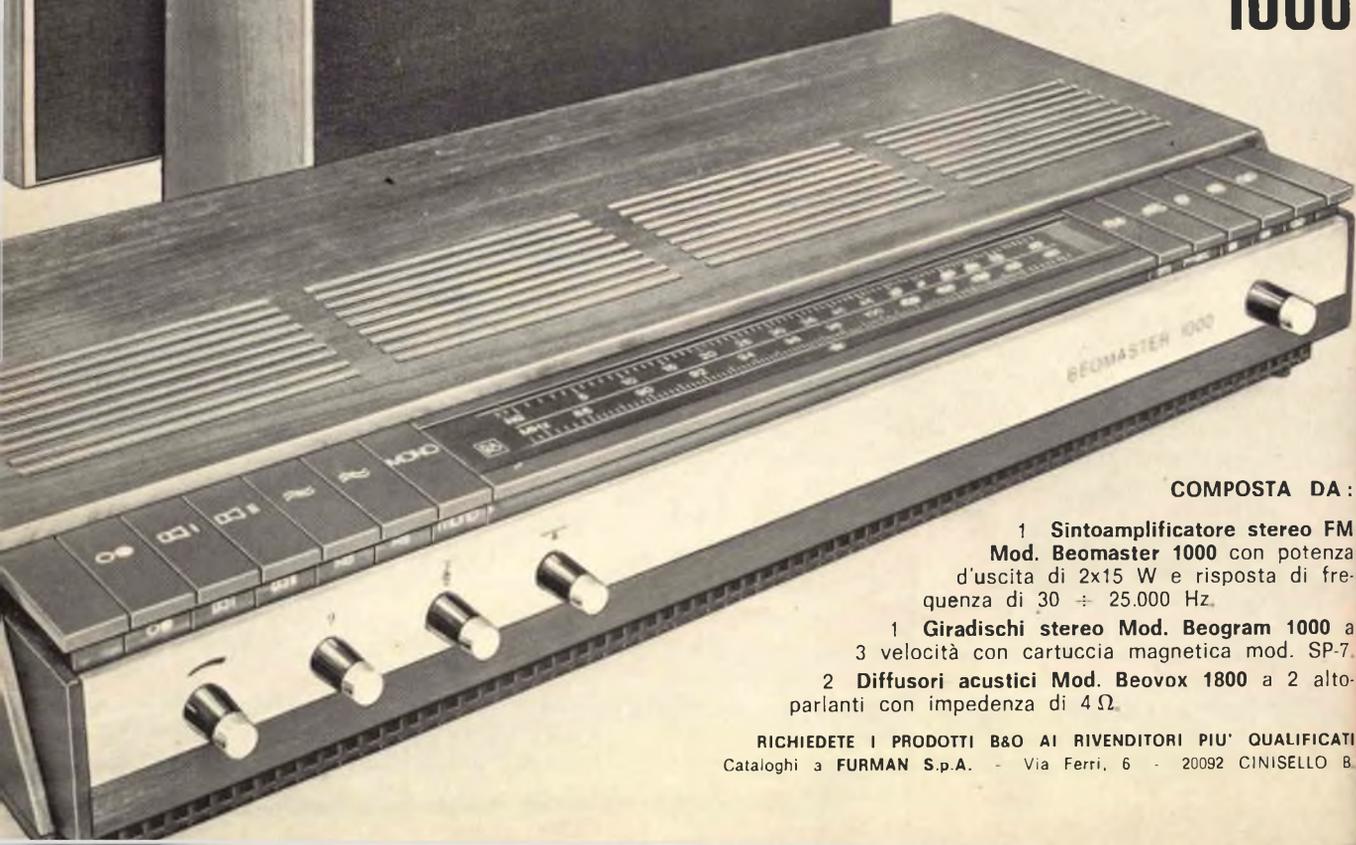
RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281



**tecnica,
stile,
hi-fi prestigiosi!**

COMBINAZIONE 1000



COMPOSTA DA :

**1 Sintoamplificatore stereo FM
Mod. Beomaster 1000** con potenza
d'uscita di 2x15 W e risposta di fre-
quenza di 30 ÷ 25.000 Hz.

1 Giradischi stereo Mod. Beogram 1000 a
3 velocità con cartuccia magnetica mod. SP-7.

2 Diffusori acustici Mod. Beovox 1800 a 2 alto-
parlanti con impedenza di 4 Ω.

RICHIEDETE I PRODOTTI B&O AI RIVENDITORI PIU' QUALIFICATI
Cataloghi a **FURMAN S.p.A.** - Via Ferri, 6 - 20092 CINISELLO B.

MISURATORE DI CAMPO

EP 592

- GRUPPO INTEGRATO A QUATTRO PRESELEZIONI
- ALTOPARLANTE INCORPORATO
- MANEGGEVOLE

**CON
UNA
MANO
SOLA**



CARATTERISTICHE

Frequenze: due gamme VHF, da 48 a 83 MHz e da 176 a 225 MHz, una gamma UHF da 470 a 860 MHz. Comando di sintonia demoltiplicato e selettore di gamma programmabile su quattro canali a scelta. - **Scala di sintonia:** solo indicativa, con tastiera programmabile a 4 tasti. - **Sensibilità:** da 10 µV a 300 mV in cinque portate. Possibilità di estendere il campo fino a 3 V mediante l'attenuatore P 47 A fornito a richiesta. - **Precisione:** errore massimo ± 3 dB nelle gamme VHF; ± 6 dB nella gamma UHF. - **Metodo di misura:** a lettura diretta su strumento indicatore. - **Impedenza d'ingresso:** ingresso asimmetrico a 75 Ω; Ingresso simmetrico a 300 Ω mediante adattatore di impedenza P 43 A. - **Rivelazione:** possibilità di rivelazione delle portanti modulate in AM o FM, mediante rispettivi demodulatori interni. - **Bassa frequenza:** controllo del volume del segnale di bassa frequenza rivelato: ascolto diretto mediante altoparlante incorporato. - **Uscita B.F.:** potenza massima 200 mV. - **Alimentazione:** 4 pile da 4,5 V tipo piatto 65x60x22. - **Autonomia:** 100 ore circa. - **Dimensioni:** 300x100x140 mm. - **Peso:** 2 kg (senza pile di alimentazione).

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 2008 Peschiera
Borromeo - Plesioappoli (Milano) - Telefono:
01 50.324/425.496

U

N

A

O

H

M



Jacky 23... ...e puoi tutto

Ricetrasmittitore «Tenko»
Mod. Jacky 23

23 canali equipaggiati di quarzi
Indicatore S/RF
Limitatore di disturbi
Presca per antenna, altoparlante esterno,
PA e cuffia.
Controllo volume, squelch, volume PA
Sintonizzatore Delta
Potenza ingresso stadio finale:
5 W AM - 15 W SSB.
Uscita audio: 2 W
Alimentazione: 13,8 Vc.c.
Dimensioni: 267x64x216



TENKO

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC**



PHILIPS

nuovo concorso per gli scienziati di domani



6° CONCORSO EUROPEO PHILIPS PER GIOVANI INVENTORI E RICERCATORI 1973/74

Estratto del regolamento

- I candidati al Concorso Europeo saranno selezionati tramite un **Concorso Nazionale** cui possono partecipare tutti i giovani, maschi e femmine, da 12 a 21 anni, residenti in Italia.
- Sono ammessi lavori di ricerca in qualsiasi campo scientifico, comprese le Scienze Umanistiche.
- I lavori andranno presentati entro la mezzanotte del **15 gennaio 1974**.
- I premi del **Concorso Nazionale** saranno:
 - **tre primi premi** consistenti ciascuno in una borsa di studio di **Lire 500.000** più un **viaggio con soggiorno in una capitale europea**.
 - **sette secondi premi**, consistenti in prodotti Philips, per un valore di **Lire 200.000** ciascuno.
- I vincitori dei tre «Primi Premi Nazionali» parteciperanno di diritto al **Concorso Europeo** che mette in palio borse di studio e strumenti scientifici per un importo di **L. 10.000.000**. La premiazione avverrà in una capitale europea nel **Maggio 1974**.

La scheda di adesione ed il regolamento si possono ritirare presso:

Philips S.p.A.
Segreteria del Concorso Europeo per Giovani Inventori e Ricercatori
P.za IV Novembre 3 - 20124 Milano
Tel. 69.94 (int. 569).

lui non lo sa...



ora c'è **Bouyer** !

**MICROFONI • PREAMPLIFICATORI •
AMPLIFICATORI • TROMBE • DIFFUSORI •
COLONNE • COMPLESSI PORTATILI •
MEGAFONI**

Complesso portatile Mod. 801 Super Megaflex

Composto da: Amplificatore 7 W - 14 W max - Tromba tipo Planiflex 523 - Microfono elettrodinamico GM14 con regolazione della potenza - Portata: 500 ÷ 800 m - Completo di accessori per il fissaggio su vettura e per il trasporto a spalla - Alimentazione: 12 Vc.c. con 9 pile torcia da 1,5 V - Dimensioni: 370 x 135 x 356 - Peso con pile: 4,5 kg. **ZA/0154-08**

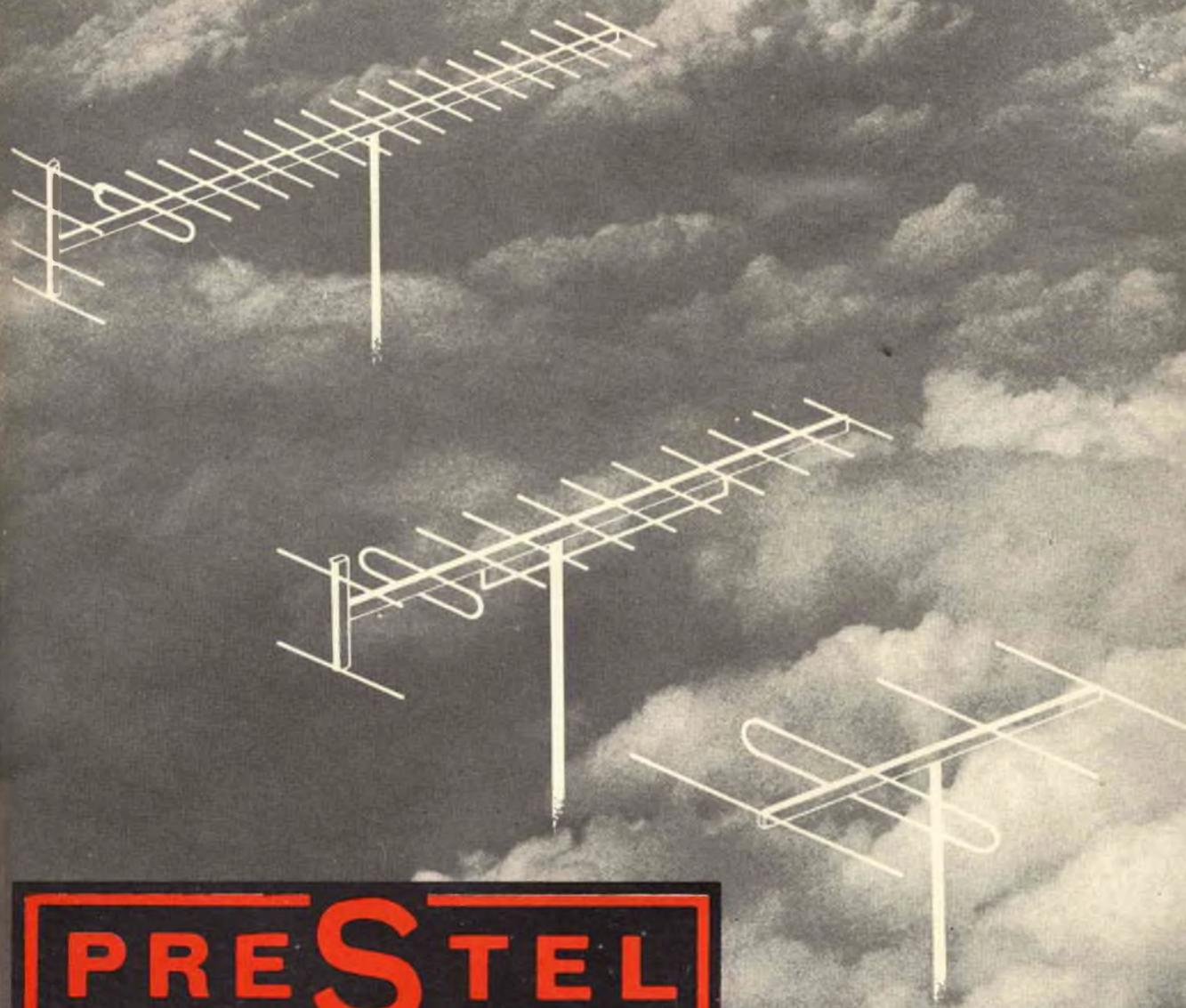
Complesso portatile Mod. CP 3 Clubflex

Composto da: Amplificatore 5 W - 10 W max - Microfono tipo GM13 con capsula tipo 709C - Colonna a 4 altoparlanti con treppiede - Adatto per annunci durante riunioni, congressi ecc. - Alimentazione: 12 Vc.c. con 8 pile torcia da 1,5 V - Dimensioni: altezza 1,15 ÷ 1,70 m - base 0,55 m - Peso: 12 kg. **ZA/0154-14**



Richiedete cataloghi a: GBC Italiana c.p. 3988
MILANO 20100.

BOUYER



PRESTEL

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48

LA GAMMA COMPLETA PER IMPIANTI TV

I PRODOTTI PRESTEL SONO IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI GBC

Mod. CRF-5090

IL NUOVO SONY MULTIGAMMA

Con il radiorecettore Sony CRF-5090 avrete il piacere di ascoltare le emissioni di ben 9 gamme d'onda.

In effetti, questo apparecchio può ricevere le 5 gamme ad onda corta più importanti, oltre alle gamme FM-OL-OM ed alla gamma aerea.

Il CRF-5090 può ricevere anche un segnale SSB (banda laterale unica)

e CW (telegrafia) e captare le comunicazioni fra radioamatori.

I circuiti sono interamente transistorizzati, e i controlli BFO (oscillatore di frequenza di battimento) e del guadagno RF (radiofrequenza) assicurano una ricezione superlativa. Il perfetto accordo è assicurato da uno strumento ad ampia scala e da un indicatore luminoso.



CARATTERISTICHE TECNICHE

13^o transistori per la ricezione + 7 transistori per i circuiti ausiliari.

Gamma di frequenza:

aerea	108 ÷ 136 MHz	OL	150 ÷ 400 kHz	OC3	9,0 ÷ 14 MHz
	(2,78 ÷ 2,21 m)		(2000 ÷ 750 m)		(33 ÷ 21 m)
FM	87,5 ÷ 108 MHz	OC1	1,6 ÷ 3,5 MHz	OM4	14,0 ÷ 21 MHz
	(3,42 ÷ 2,78 m)		(187 ÷ 86 m)		(21 ÷ 14 m)
OM	530 ÷ 1605 kHz	OC2	3,5 ÷ 9 MHz	OM5	21 ÷ 26 MHz
	(566 ÷ 187 m)		(86 ÷ 33 m)		(14 ÷ 11 m)

Antenna telescopica per FM, Aerea, OC. Antenna in ferrite incorporata per OM-OL.
Potenza d'uscita: 1,8 W (indistorti). 2,7 W (massimi). Altoparlante: 10x15 cm 8Ω.
Alimentazione: 12 Vc.c. oppure 100-120-220-240 V/50-60 Hz. Dimensioni: 340x230x160.

SONY®

RICHIEDETE PRODOTTI SONY
AI MIGLIORI RIVENDITORI
Cataloghi a **FURMAN S.p.A.**
Via Ferri, 6 - 20092 CINISELLO B.

La BASF e le nuove frontiere della registrazione



Le nuove musicassette del "super-sound". Nastro al diossido di cromo con la meccanica speciale SM - sistema dolby. Eliminazione del rumore di fondo. Fedeltà alle norme HiFi.



L = Low noise (bassissimo rumore di fondo)
H = High output (più elevato livello di modulazione)

BASF Compact-Cassette LH, con meccanica speciale SM



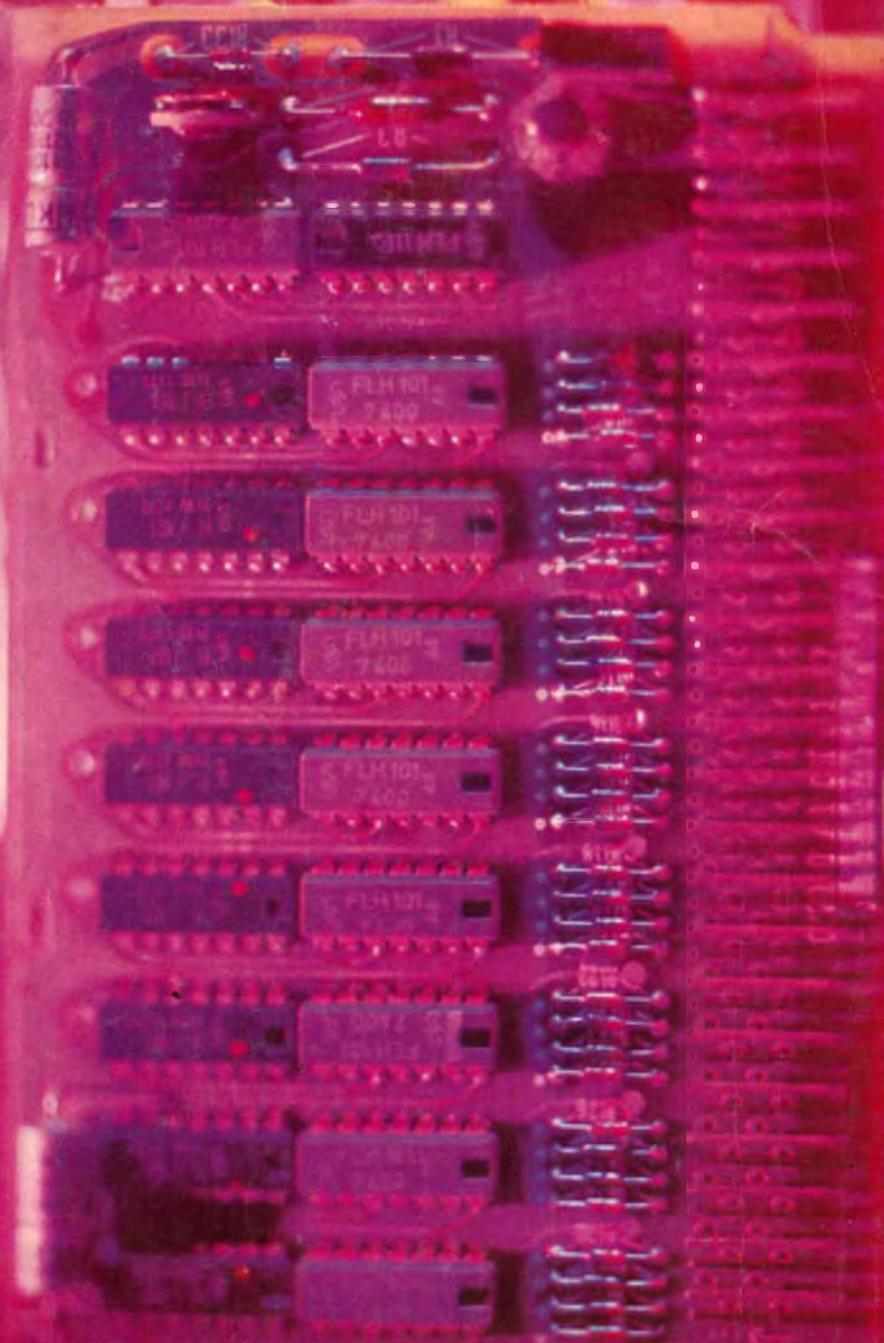
Il suono del futuro con le compact-cassette BASF al diossido di cromo con la meccanica speciale SM. Bassissimo rumore di fondo, più elevato livello di modulazione. Dinamica veramente da norme HiFi.



BASF fascino della musica

S.A.S.E.A. S.p.A.
Via Rondani, 1
20136 Milano

l'affidabilità li contraddistingue



■ circuiti integrati in tecnica TTL, ECL, MOS ■ circuiti integrati ad alta immunità ■ circuiti integrati analogici
■ contraddistinti - grazie all'adozione della moderna tecnologia nelle fasi produttive e nelle operazioni di controllo - dalla costanza del livello qualitativo e dalla massima affidabilità delle caratteristiche tecniche
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

circuiti integrati della Siemens