

SELEZIONE RADIO - TV

di
tecnica

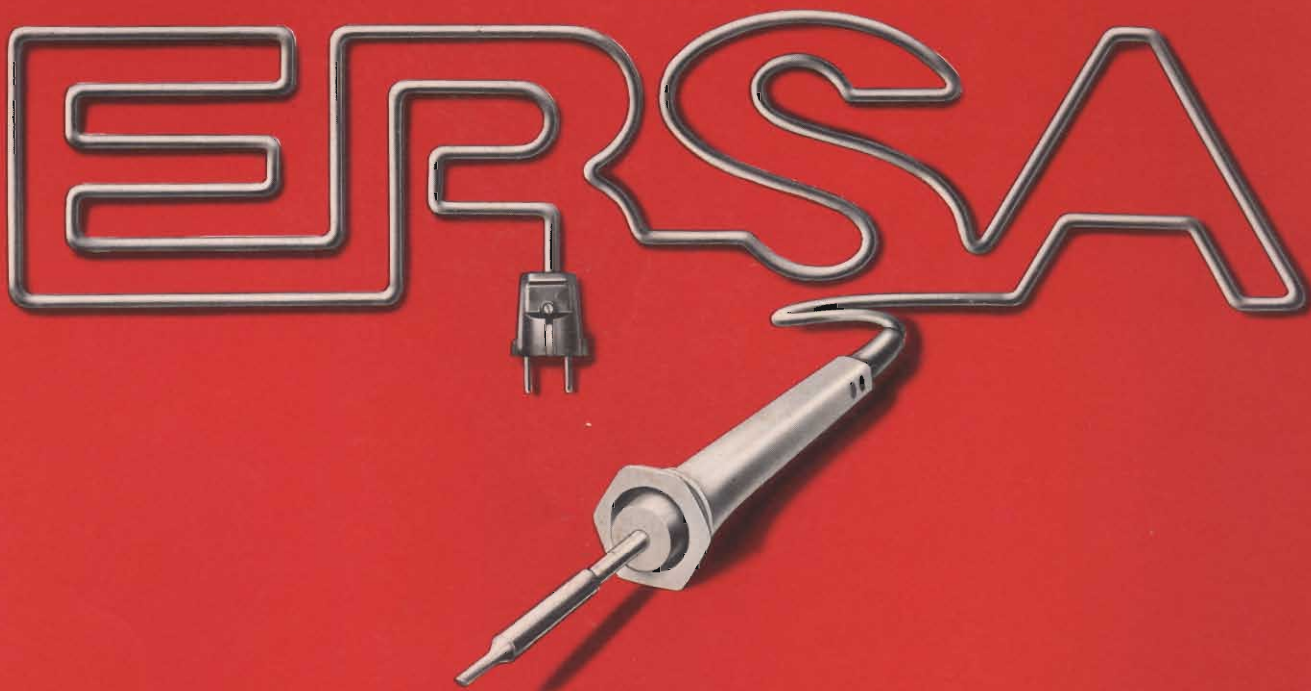
3

MARZO '76

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTA
E RADIOCOMUNICAZIONI

L. 1000





ERSA *Sprint*

Saldatore rapido a pistola, di nuovo disegno, maneggevole e leggerissimo (solo 200 g) dal sicuro funzionamento e lunga durata.

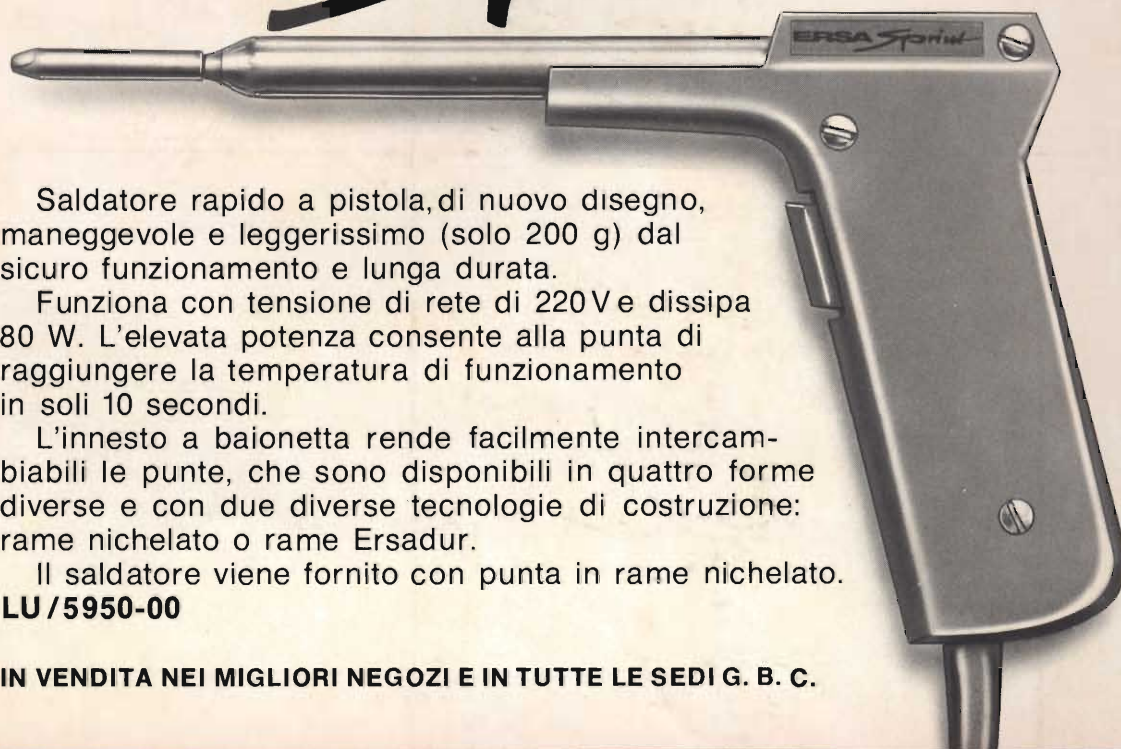
Funziona con tensione di rete di 220 V e dissipa 80 W. L'elevata potenza consente alla punta di raggiungere la temperatura di funzionamento in soli 10 secondi.

L'innesto a baionetta rende facilmente intercambiabili le punte, che sono disponibili in quattro forme diverse e con due diverse tecnologie di costruzione: rame nichelato o rame Ersadur.

Il saldatore viene fornito con punta in rame nichelato.

LU/5950-00

IN VENDITA NEI MIGLIORI NEGOZI E IN TUTTE LE SEDI G. B. C.



BREVETTATO

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.

FUSIBILE DI PROTEZIONE

GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO
21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
VOLT C.A.	11 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	12 portate:	50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	11 portate:	1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) - da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF - da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

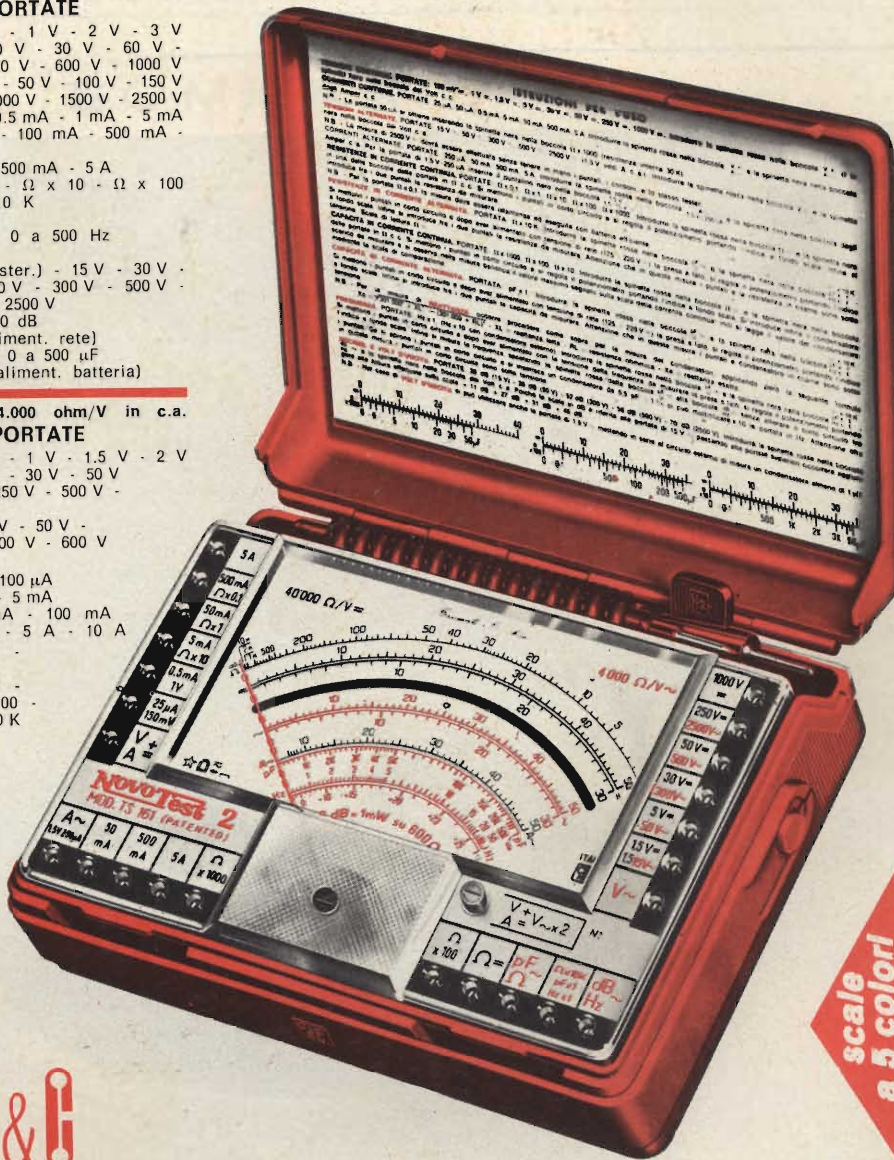
Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	150 mV - 300 mV - 1 V - 1,5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
VOLT C.A.	10 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
AMP. C.C.	13 portate:	25 µA - 50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
	1 portata:	da 0 a 50 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	10 portate:	1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) - da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF - da 0 a 5000 µF (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 200



scale a 5 colori



Cassinelli & C.

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER

CORRENTE ALTERNATA

Mod. TA6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A



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



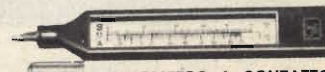
PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC5 portata 25.000 Vc.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T1/N campo di misura da -25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA:

AGROPOLI (Salerno) - Chiari e Arcuri
Via De Gasperi, 56
BARI - Biagio Grimaldi
Via De Laurentis, 23
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10

CATANIA - Elettro Sicula
Via Cadamosto, 18
FALCONARA M. - Carlo Giongo
Via G. Leopardi, 12
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Umberto Boccadoro
Via E. Nicolardi, 1
PADOVA-RONCAGLIA - Alberto Righetti
Via Marconi, 165

PESCARA - GE-COM
Via Arrone, 5
ROMA - Dr. Carlo Riccardi
Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

musica più **musica**
Super HI-FI

Stereo Turntable System PS-1350



**CARATTERISTICHE
TECNICHE**

Velocità: 33 1/3, 45 giri m
Motore: sincrono a 4 poli
Trazione: a cinghia
Wow e Flutter: Din \pm 0,08%
Antiscating: compensazione 0 \div 3 g
Testina: magnetica
Risposta di frequenza: 10 - 30.000 Hz
Pressione di esercizio puntina: 1,5-2,5 g
Alimentazione: 110 ~ 220 V.c.a. - 50 Hz
Dimensioni: 450 x 170 x 380

SONY®

**RICHIEDETE I PRODOTTI SONY
AI MIGLIORI RIVENDITORI**

Cataloghi a **FURMAN®** S.p.A.
Via Ferri, 6 - 20092 Cinisello B. (MI)

SOMMARIO

in copertina:	Sony e futuro
	269 Intervista con George Rostky
realizzazioni pratiche	273 costruiamo un sintetizzatore elettronico IV parte
	283 due alimentatori per TTL
	289 i generatori a filtro di segnali MF-TV
	293 oscillatori elementari con integrati COS/MOS
radioamatori	297 filtro audio per ricevitori a conversione diretta
	301 misuratore di rapporto onde stazionarie
	309 tecnica d'impiego dei nuclei in ferrite a circuito chiuso
	315 tracciature per transistori
	327 le antenne a elica
	333 l'oscilloscopio: uso e rimedi - II parte
CQ radioamatori	339
televisione	345 tecnica audio e tecnica video
informatica	353 l'elaborazione delle informazioni
note di servizio	357 ricevitore Barlow Wadley XCR-30
	362 calcolatrice Sinclair Oxford 300
dalla stampa estera	363
i lettori ci scrivono	373
	376 prezzi di ricetrasmittitori e accessori per radioamatori

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

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

INSERZIONISTI:

AMTRONCRAFT	265-313- 372-382	BOUYER	383	HELLESENS	308	PHILIPS	271	SIEMENS SIT	268
AUDAX	266-267	CASSINELLI	261	IST. TEC. DI		PRESTEL	380	SINCLAIR	313
BASF	390	CHEMTRONICS	307	ELETRONICA	288	REXON	281	SOMMERKAMP	386
BK-PRECISION	379	ELECTRONIC DESIGN	332	LANZONI	324	ROSELSON	296	SONY	262
BRITISH	300	ERSA	386	MISELCO	384	SCUOLA RADIO EL.	381	TEC	337
		GBC	282-299-338-361	NATIONAL	331	SIEMENS ELETTRA	385	TEREL	264



dove c'è una batteria c'è un Terel che ne cura l'efficienza

Questi caricabatterie sono concepiti per il funzionamento continuo in officine, garage, stazioni di servizio. Ma per merito della semplicità d'uso e dell'automatismo di disinnescamento possono essere impiegati da chiunque abbia un'autovettura o un apparecchio funzionante con batterie a 6 V oppure 12 V.

HT/4315-00

Mod. HT/4315-10

Alimentazione: 220 V ●
tensioni di uscita: 6-12 V ●
corrente di uscita:
1,5 A a 6 V; 3 A a 12 V ●
segnalatore luminoso
dello stato di carica
della batteria ●
amperometro.

Mod. HT/4315-00

Stesse caratteristiche
del modello HT/4315-10
ma senza
amperometro.

HT/4315-10



distribuiti dalla 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 - Gianni Brazioli
Federico Cancarini - Ludovico
Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi - Gianfranco Liuzzi
Italo Mason - Aldo Prizzi
Arturo Recla - Gloriano Rossi
Domenico Serafini - Franco Simonini
Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini

Rivista mensile di tecnica elettronica,
alta fedeltà
e radiocomunicazioni

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

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. 1.000

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 10.000

Per l'Estero L. 14.000

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.

Musica per tutti con i generatori di ritmo

AMTRONCRAFT
KITS



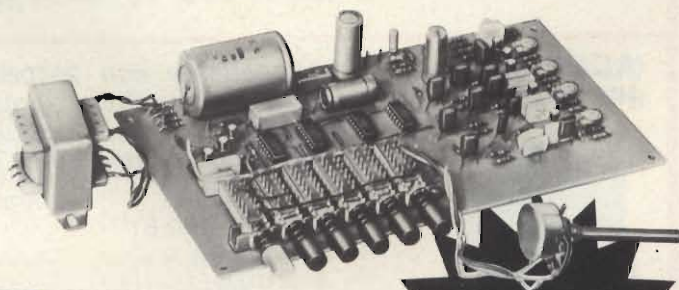
Questi generatori di frequenze ritmate, con sintetizzazione elettronica degli strumenti inerenti ad una batteria, rappresentano un valido aiuto nello studio degli strumenti musicali.

Oltre a ciò sono adatti all'accompagnamento di piccole orchestre o complessi ed all'inserimento in un organo elettronico.

I ritmi base ottenibili sono: Slow-rock, Latin, Twist, Fox e Valzer.

I generatori sono dotati di un tasto di «start» e di un regolatore della velocità del ritmo.

L'UK 262, in particolare, comprende anche un ottimo amplificatore da 10 W ed è corredato da un elegante contenitore.



UK 261/U

L. 23.900

UK 262

L. 44.900



Completo
di amplificatore
da 10 W

IN VENDITA PRESSO
TUTTE LE SEDI

G.B.C.
italiana

WOOFERS

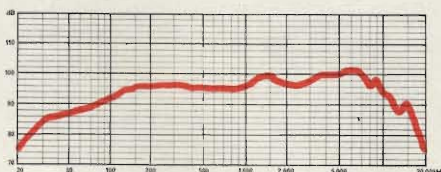
AUDAX



AC/2902-00 HIF 13 E



Woofer a sospensione pneumatica adatto alle casse acustiche di elevata resa anche con basso volume. In bassa frequenza, presenta delle caratteristiche eccezionali.



CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	10 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	35 ÷ 6.000 Hz
Frequenza di risonanza:	37 Hz
Densità di flusso:	10.000 gauss
Flusso totale:	30.800 maxwell
Dimensioni max.:	∅ 130 x 60 mm
Apertura cono:	∅ 115 mm
Peso:	650 g

AC/2934-00 HIF 17 ES



Woofer con diaframma a sospensione pneumatica. Grande efficienza alle frequenze molto basse. Circuito magnetico rinforzato.



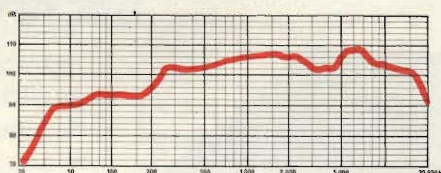
CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	15 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	35 ÷ 6.000 Hz
Frequenza di risonanza:	35 Hz
Densità di flusso:	12.000 gauss
Flusso totale:	44.000 maxwell
Dimensioni max.:	∅ 171 x 87 mm
Apertura cono:	∅ 155 mm
Peso:	1 kg

AC/3012-00 HIF 20 ES



Altoparlante con sospensione pneumatica molto larga che permette un'ampia escursione del cono alle frequenze basse.



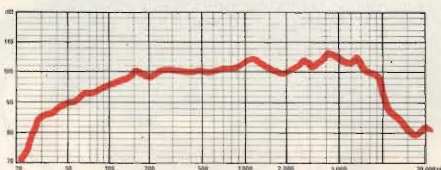
CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	20 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	30 ÷ 12.000 Hz
Frequenza di risonanza:	35 Hz
Densità di flusso:	12.000 gauss
Flusso totale:	44.000 maxwell
Dimensioni max.:	∅ 204 x 83 mm
Apertura cono:	185 mm
Peso:	1,020 kg

AC/3102-00 HIF 24 HS



Studiato per l'impiego in casse acustiche da 50 a 72 litri. Ha un'ottima resa alle basse frequenze. Bobina mobile di grande diametro che permette elevate escursioni del cono.



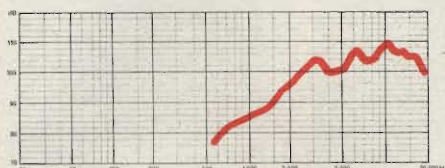
CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	30 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	23 ÷ 6.500 Hz
Frequenza di risonanza:	25 Hz
Densità di flusso:	10.000 gauss
Flusso totale:	110.000 maxwell
Dimensioni max.:	∅ 246 x 116 mm
Apertura cono:	∅ 225 mm
Peso:	1,55 kg

altoparlanti ad alta fedeltà

TWEETERS

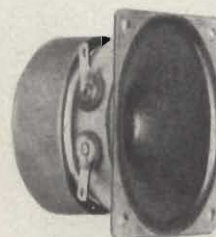
*Il tweeter di minori dimensioni
Caratteristiche di impiego simili
al TW 6 Bi. Largamente utiliz-
zato per le piccole casse acu-
stiche.*



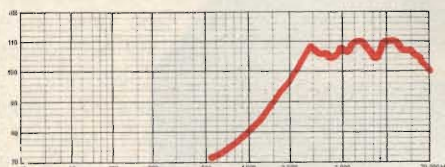
CARATTERISTICHE

Potenza nominale: 15 W
Impedenza nominale: 8 ohm
Gamma di frequenza: 3.000 ÷ 23.000 Hz
Densità di flusso: 8.000 gauss
Flusso totale: 8.800 maxwell
Dimensioni max.: $\varnothing 51 \times 27$ mm
Apertura cono: $\varnothing 51$ mm
Peso: 97 g

AC/2042-00
TW 5 G



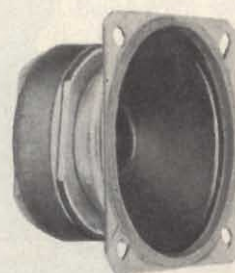
*Questo tweeter, particolarmente
leggero, presenta delle carat-
teristiche tali che può essere
utilizzato in un buon numero di
casse acustiche.
Membrana di cellulosa trattata.*



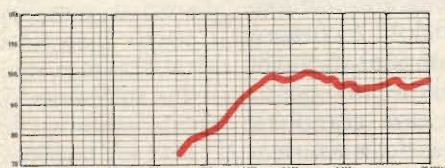
CARATTERISTICHE

Potenza nominale: 15 W
Impedenza nominale: 8 ohm
Gamma di frequenza: 3.000 ÷ 23.000 Hz
Densità di flusso: 12.000 gauss
Flusso totale: 13.200 maxwell
Dimensioni max.: 65x65x30 mm
Apertura cono: $\varnothing 65$ mm
Peso: 100 g

AC/2044-00
TW 6 Bi



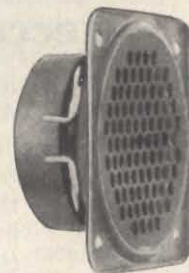
*Tweeter con prestazioni ecce-
zionali: 5.000 ÷ 40.000 Hz ± 3 dB.
Largamente utilizzato nelle com-
binazioni più prestigiose. Non
necessita di custodia speciale.*



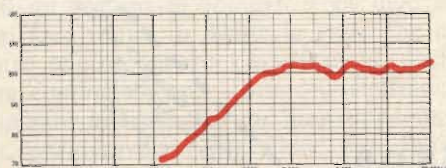
CARATTERISTICHE

Potenza nominale: 20 W
Impedenza nominale: 8 ohm
Gamma di frequenza: 5.000 ÷ 40.000 Hz
Densità di flusso: 12.500 gauss
Flusso totale: 16.000 maxwell
Dimensioni max.: $\varnothing 80 \times 32$ mm
Apertura cono: $\varnothing 76$ mm
Peso: 265 g

AC/2046-00
TW 8 B



*Tweeter con circuito magnetico
rinforzato. Guarnizione in neo-
prene che assicura una tenuta
stagna e un'ottima estetica.*



CARATTERISTICHE

Potenza nominale: 20 W
Impedenza nominale: 8 ohm
Gamma di frequenza: 5.000 ÷ 40.000 Hz
Densità di flusso: 13.000 gauss
Flusso totale: 17.000 maxwell
Dimensioni max.: $\varnothing 100 \times 38$ mm
Apertura cono: $\varnothing 78$ mm
Peso: 400 g

AC/2074-00
TW 800



Per il "compatto" ideale
un giradischi di prestigio...



...ecco perchè abbiamo "amplificato" il THORENS

Il nuovo giradischi amplificato AUISO-THORENS 215 è un vero impianto di ascolto HI-FI, realizzato con l'accoppiamento di unità di alto livello qualitativo. Basti pensare che il "215" monta un giradischi Thorens, il TD 166, con braccio TP 11 dotato di anti-skating, che - in abbinamento ad una cartuccia magnetica STANTON 500 EE - garantisce una lettura del disco senza distorsioni, anche con una bassa pressione di appoggio.

L'amplificatore, appositamente studiato, è dotato di una completa serie di regolazioni a cursore e di tasti-filtro (compensazione fisiologica, filtro alti e filtro bassi) che consentono una completa personalizzazione della musica. Il complesso AUISO-THORENS 215 è corredato da una coppia di diffusori acustici VIDEOTON a 2 vie, con Woofer da 200 mm, disponibili in 2 versioni (DF 202E piatta e DP 202E).



**SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.**

20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. (02) 4388.1

Desidero informazioni più dettagliate sul "Compatto"
AUISO-THORENS 215.

Nome _____
Via _____
CAP _____ Città _____ n. _____
Cognome _____

Inviare a: SIT Siemens
reparto E.I.A. - Via Canova 19/A
20145 Milano

S-R-TV

Intervista con George Rostky

direttore di Electronic Design

dalla nostra redazione di New York

Ci ricadiamo sempre, ogni volta che andiamo alla Hayden Publishing Co., ci troviamo sperduti nella giungla di intersezioni, derivazioni, elevazioni, che caratterizzano quel particolare percorso.

La Hayden Publishing Co., casa editrice di Electronic Design, si trova a Rochelle Park nello stato del New Jersey e proprio sotto l'autostrada interstatale numero 80. Sulla mappa sembra facile accedervi, ma quando si è vicini al paese ci si accorge delle complicazioni.

Considerando che questo è un paesetto non più grande di Giulianova, negli Abruzzi, sembra impossibile che per uno spazio di 20 miglia ogni uscita indichi Rochelle Park.

Uno non sa quale strada prendere e, inevitabilmente, noi scegliamo non quella sbagliata, ma la più intricata.

Con la qual cosa riusciamo persino a rimpiangere le contestatissime segnalazioni stradali dello stato di New York. Comunque, bene o male, arriviamo sempre a destinazione. Ad accoglierci questa volta è il vice presidente della Hayden Publishing Co., ed editore di Electronic Design, il Sig. Peter Coley. Ci intratteniamo un po' nel suo ufficio per fare la conoscenza con un nuovo «promotion director», il Sig. Paul Houge. Poi ci avviamo verso l'ufficio del più discusso direttore di riviste tecniche americane, il Sig. George Rostky.

Il Sig. Rostky ci accoglie con il suo caratteristico buonumore. Mentre noi ci prepariamo per l'intervista lui coglie l'occasione per pulire la sua scrivania. Questa, comunque, non fa in tempo ad essere sgombrata che subito la ricopriamo di cartelle, macchine fotografiche, registratori, copie delle riviste JCE, ecc.

Quindi comincio.... Mr. Rostky..., non finisco a pronunciare il nome che mi interrompe. Sapendo della sua durezza di carattere (dicono di lui i suoi associati: «is tough.. and respected for it»), la mia mente, come un computer, va alla ricerca di un qualcosa che non avrei dovuto fare o dire. «Forse ho alzato un po' troppo la voce con il mio assistente, o forse non gli piace la scrivania così ingombra» pensavo tra me.

Così, tra perplessità e timore, aspettavo che si decidesse a spiegarmi il motivo dell'interruzione. Dopo essersi aggiustata la pipa, mi spiega che preferisce che lo chiami «George».

Tiro un sospiro di sollievo e gli dico che ci proverò. Ciò mi fece venire in mente la volta che andai a visitare il nostro editore Jacopo Castelfranchi, anche quella volta appena cominciai con... Dottor Castelfranchi, non finii a pronunciare la frase che mi interruppe facendomi notare che si considerava un infermiere, non dottore.

Prima di passare a descrivere l'intervista è bene fare un breve «resume» su George Rostky.

Laureatosi all'Università di New York nel 1952, ha speso i primi cinque anni come ingegnere progettista per diverse compagnie elettroniche. Entrò nel campo giornalistico nel 1957 come redattore per Electronic Design, in seguito, nel 1961, passò alla Mactier Publishing Corp. come direttore e quindi, nel 1971, ritornò con Electric Design come il quinto direttore responsabile. Rostky e la moglie Rhoda hanno un figlio, Mark di 18 anni, una figlia Lisa, di 14 anni. Durante il tempo libero gli piace sperimentare e costruire apparati elettronici, leggere ed ascoltare musica classica, in particolar modo Beethoven, Bach e Mozart. L'amore per il classicismo si riflette nei suoi editoriali, nei quali, ogni tanto, chiama a suo favore Alexander Pope, Shakespeare o un carattere nell'opera di Mozart. I suoi editoriali sono diversi, sono più coloriti e piacevoli da leggere anche se dicono le stesse cose dette da altri direttori. Ci dice «L'ingegnere non è quadrato; gli piace l'arte, la musica e la letteratura. Pratica lo sport e, mi dicono, gli piacciono le bionde. Noi, purtroppo, non serviamo tutti i suoi interessi; solamente quelli relativi alla progettazione». Una volta comodi gli presentiamo gli ultimi numeri delle pubblicazioni JCE, mentre ci fa notare il recente Gold Book e Electronic Design. Tra le riviste sparse sul tavolo nota il numero storico di Selezione Radio TV, lo sfoglia velocemente e quindi lo risfoglia andandosi a fermare al servizio sul Dr. Zworykin. Gli facciamo notare che ultimamente Selezione Radio TV ed il New York Times sono stati gli unici a poter intervistare il famoso scienziato. Con orgoglio Rostky ci fa notare che anche Electronic Design era riuscita appena in tempo a catturare i pensieri di un altro famoso scienziato legato allo sviluppo della televisione, il Dr. E. F. W. Alexander. Un servizio sullo scienziato apparve sul numero di Maggio di Electronic Design. Sfortunatamente il Dr. Alexander morì il 14 Maggio del 1975, all'età di 97 anni, mentre conducevamo le ricerche per il numero storico. Rostky sembrava molto impressionato dal particolare numero di Selezione Radio TV dedicato alla storia della televisione e ci confida che presto intende fare una cosa simile su Electronic Design. Durante la conversazione il Sig. Rostky ci fa notare che desidererebbe invitare i nostri lettori a collaborare per Electronic Design con servizi tecnici e consigli; i manoscritti, naturalmente dovrebbero essere in inglese. Per avere una direttiva nello scrivere si consulti il manuale «How to write articles for Electronic Design... a guide for the engineer-author». Questo viene inviato gratis facendone richiesta a:

Electronic Design

50 Essex St.

Rochelle Park, New Jersey 07662 U.S.A.

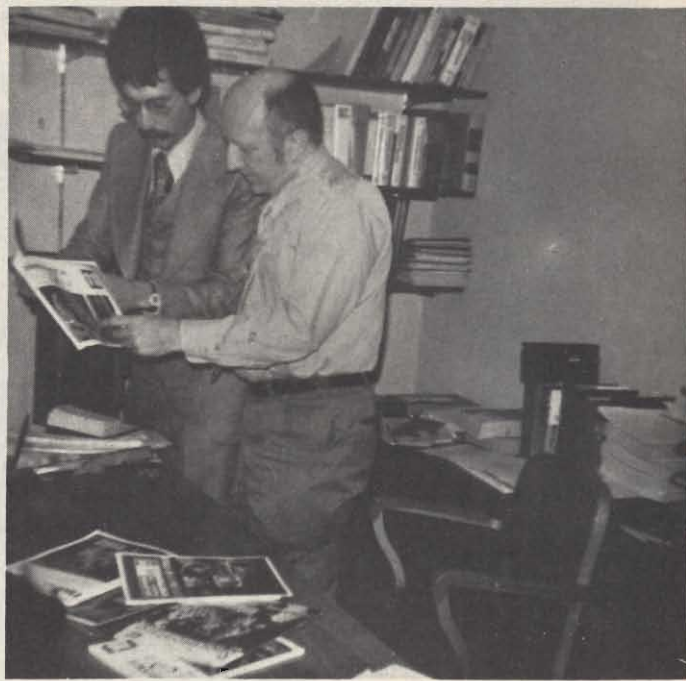
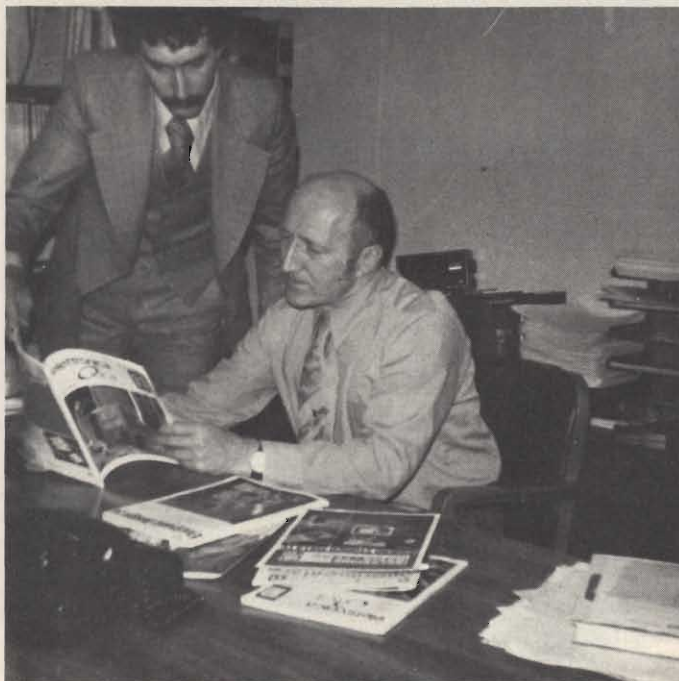


Fig. 1 - Il direttore responsabile di *Electronic Design* con il nostro corrispondente Domenico Serafini, mentre esaminano una copia di *Elettronica Oggi*.

Presso la Mactier, Rostky è stato anche direttore della rivista BM/E (Broadcast Management/Engineering), ed è pertanto interessatissimo allo sviluppo dei prodotti connessi con la riproduzione audio-visiva.

Conoscendo il suo interesse nel campo radiotelevisivo, non abbiamo perso l'occasione di investigare a fondo l'aspetto tecnico del futuro della televisione. La posizione del Sig. Rostky è tale da poter osservare direttamente e con obiettività il concetto manageriale, quello costruttivo e consumeristico della televisione.

Selezione R.TV - Considerando il notevole progresso tecnologico, crede che tra cinque anni potremo avere un ricevitore televisivo provvisto di un solo modulo del costo di 25 dollari e che raggruppi il 95% dei circuiti totali e possa essere sfilato e sostituito dall'utente, senza l'aiuto del tecnico?

Premesso che il generatore EAT sia separato ed il cinescopio sia del tipo convenzionale della serie «in line», cioè con il giogo di deflessione parte integrante dell'ampolla.

Rostky - *E' vero che la tecnologia per costruire televisori con un solo pannello è già stata sviluppata, comunque io non vedo l'applicazione pratica nemmeno nel prossimo decennio. Non so dire di sicuro quando verrà costruito, ma penso che ciò non avverrà nei prossimi 10 anni. Vi sono in ballo fattori economici e costruttivi. Per la casa costruttrice è più conveniente produrre un televisore del costo di 500 dollari che uno di 25.*

Per l'ingegnere progettista è più facile disegnare un televisore convenzionale e lasciare all'agenzia pubblicitaria il modo di trovare qualche incentivo per venderlo.

Selezione R.TV - Considerando che il mercato è quasi saturo, in più vi è l'inflazione e recessione a rallentare la vendita dei televisori, non crede la produzione di ricevitori televisivi il cui costo sia quello del mercato attuale, ma che incorpori un espediente simile a quello citato poc'

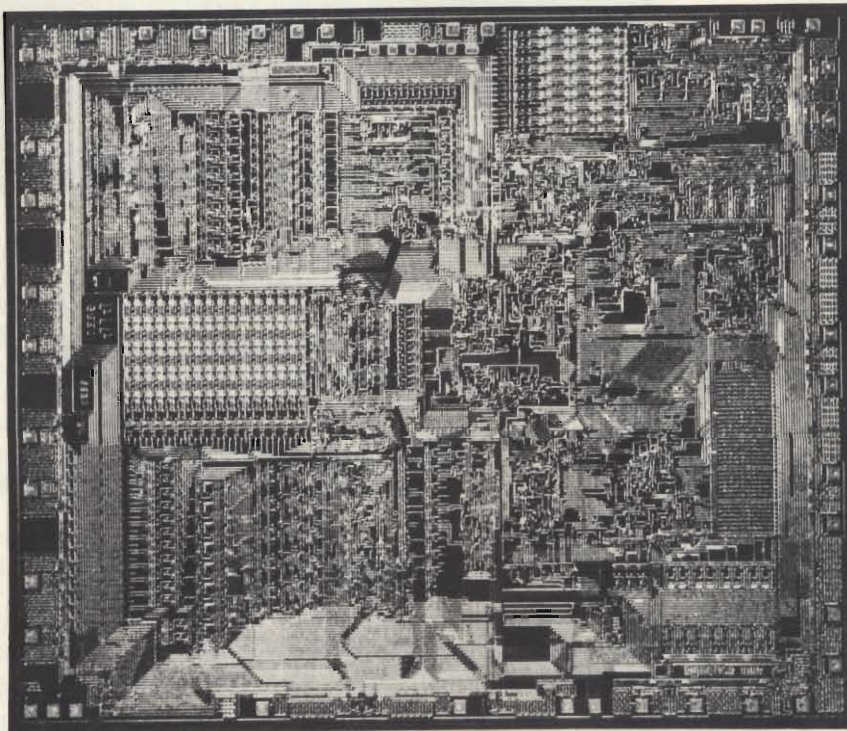
anzi (un solo pannello n.d.r.) sia in grado di stimolare le vendite?

Rostky - *E' vero la saturazione ed è indubbiamente vero la recessione, ma credo che attualmente vi sono tante altre strade per stimolare le vendite, e quella da voi suggerita non sembra opportuna. Per il momento si ha una marea di controlli automatici, una serie di giochi elettronici, la proiezione a largo schermo, maggior numero di canali provvisti dalla TV cavo, ecc. Mi ricordo che nel 1962 si era pronti ad immettere sul mercato apparati transistorizzati, la vendita dei televisori in bianco e nero era scesa, pertanto si stava cercando di trovare un nuovo stimolo all'acquisto. Il caso volle che in quel periodo la TV a colori, in precedenza ibernata, si stava scongelando causando un nuovo interesse all'acquisto, pertanto si trovò più conveniente continuare a produrre apparati convenzionali. Nel 1970, quando il boom del colore finì, si è trovato un nuovo stimolante: il transistor.*

A quell'epoca, comunque, l'integrato era così sviluppato che molte case passarono dai tubi termoionici direttamente ai chips, sorvolando il transistor.

Selezione R.TV - Tutto ciò riporta in mente la controversia sul riparatore TV. A questo non è stata data l'opportunità di assimilare i semiconduttori; come conseguenza si è avuta scarsità di bravi tecnici e aumento del costo di riparazione. Ciò è stato citato come un fattore per cui il consumatore è scoraggiato verso l'acquisto di un nuovo televisore e preferisce far riparare il vecchio apparato molto familiare al tecnico. Dato che questa è una condizione che non può durare, non crede che il televisore ad un solo pannello facilmente sfilabile dalla parte frontale del ricevitore sia una soluzione adeguata?

Rostky - *A risolvere tali problemi cercò di pensarci la Motorola con il Quasar. Questa per prima costruì un televisore completamente transistorizzato con basette separabili. Il concetto, comunque, era semplificare il lavoro del tec-*



Chip del microprocessor 2650

**Philips prima in Europa
nei Semiconduttori e
Circuiti Integrati, amplia la
sua ben nota gamma di
componenti elettronici con
i Circuiti Integrati della**

signetics

**una delle maggiori ditte
americane produttrici
di Circuiti integrati
che entra a far parte
del Gruppo Philips**

La Philips Elcoma oltre ai Circuiti Integrati produce una gamma completa di semiconduttori per impieghi civili e professionali. Per ulteriori informazioni rivolgersi a:

PHILIPS S.p.A. - Sez. Elcoma - Data Processing
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 MILANO

E' quindi oggi disponibile in Italia attraverso la rete di vendita Philips una gamma completa di Circuiti integrati per tutte le applicazioni:

Circuiti Integrati digitali bipolari:	TTL-N, TTL-H, TTL-S, TTL-LS, ECL
Circuiti Integrati digitali MOS:	serie Locmos 4000
Memorie bipolari:	RAM fino a 1024 bit ROM fino a 8192 bit PROM fino a 4096 bit
Memorie MOS:	RAM fino a 4096 bit ROM fino a 8192 bit
Microprocessor:	MOS N channel e bipolari
Shift Registers MOS:	fino a 1024 bit
Circuiti Integrati lineari professionali:	Operazionali - Comparatori - Timers - Phase Locked Loops - Regolatori di tensione
Circuiti Integrati lineari civili:	per TV a colori e bianco/nero - per Radio - per Registratori - per Audio - per organi elettronici
Transistori D-MOS:	$f_r > 1 \text{ GHz}$
Circuiti di interfaccia digitali e lineari	Circuiti Integrati a specifica militare

nico, non eliminarlo. Le case costruttrici non vogliono dare l'impressione di cercare di eliminare il riparatore TV; è stato notato che la miglior pubblicità ai prodotti viene fatta dai riparatori stessi. Di conseguenza le case cercano di fare il loro apparato il più semplice possibile, ma anche molto remunerativo per il tecnico.

Selezione R.TV - Lo sviluppo della tecnologia ha portato nuove tecniche e nuovi circuiti, di conseguenza lo chassis del televisore si è rimpicciolito, ma è anche diventato più complesso e fragile. Ad aggravare la situazione vi è la miriade di automatismi da lei citati. Tutto ciò portata a più riparazioni e ad una più corta vita del televisore. Che ne pensa?

Rostky - All'età della galena, per mancanza di dati specifici, si aveva la tendenza a «sovraprogettare» (all'abbondanza). Non è stata la caratteristica di questo settore soltanto, ma di tutti i campi dove entrava la fisica. Per tale motivo si costruivano cassette con pilastri giganteschi. Oggi con la scarsità e l'alto costo delle materie prime è assolutamente necessario progettare un apparato che adempia solamente a delle specifiche funzioni. Come conseguenza si hanno televisori che funzionano benissimo, anzi meglio dei precedenti, ma che richiedono precauzioni. In compenso è stato sviluppato il concetto della garanzia e della sicurezza pubblica.

Selezione R.TV - Come spiega il fatto che durante l'introduzione dei televisori transistorizzati alcune case davano sino a 10 anni (dieci anni) di garanzia ed oggi se non fosse per la Federal Trade Commission queste non la darebbero affatto con la scusa che i TV a transistori sono così perfetti che non abbisognano di garanzia?

Rostky - In principio, sia per aiutare il tecnico che per risparmiare, si costruirono televisori ibridi, questa è stata un'idea poco fortunata. In seguito le case, per un senso di orgoglio e originalità, non hanno voluto impiegare com-

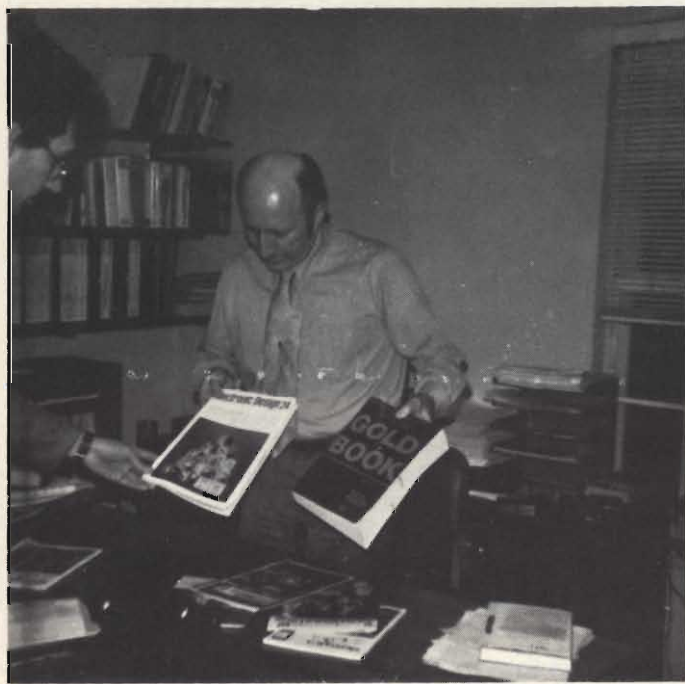


Fig. 2 - Il Sig. Rostky mentre mostra al nostro Domenico Serafini un numero di *Electronic Design* ed uno dei due volumi del *Gold Book*, la più completa guida sinora pubblicata. L'opera include informazioni su prodotti, società, rappresentanti ecc.

ponenti usati da altre compagnie, di conseguenza il costo delle parti è diventato relativamente alto.

Selezione R.TV - Come vede lo sviluppo del cinescopio a schermo piatto?

Rostky - L'unico che posso vedere nell'immediato futuro è quello a cristallo liquido; questo, comunque, richiede ancora molti ritocchi e perfezionamenti. Il fatto che necessita di una sorgente luminosa non è un problema, anzi è un vantaggio durante il giorno. Di sera, dato che è raccomandabile guardare la TV con una lampada accesa, il fatto non presenta problemi.

Dato che il Sig. Hogue chiede di vedermi, devo tagliare corta la conversazione, non prima, però di chiedere al Sig. Rostky di fare un'analisi sull'immediato futuro della TV.

Rostky - Il concetto di un TV con un solo modulo è realizzabile oggi, comunque non so se questo sarebbe più conveniente di uno chassis, per esempio, di cinque moduli. Inoltre non è ancora chiaro il concetto di «disposable», gli studi al riguardo danno conclusioni contrastanti: in altre parole, non è stato ancora chiarito se è più conveniente buttare via i moduli difettosi o ripararli. In conclusione, nei prossimi anni vedremo televisori provvisti di più accorgimenti, più automatismi e più funzioni. A ciò concorrerà la tecnica digitale e l'integrazione circuitale, ma nel complesso il televisore rimarrà identico a quello convenzionale.

Con il Sig. Hogue ritorno all'ufficio dell'editore e quindi passiamo a quello del direttore della diffusione.

L'edificio della Hayden è di tre piani, quello più alto riservato ai giornalisti, redattori, editore, direttore, presidente e agli addetti alla pubblicità. La parte mediana è occupata dai contabili, al cassiere e al controllo della distribuzione. Il pianterreno è impiegato come archivio e magazzino.

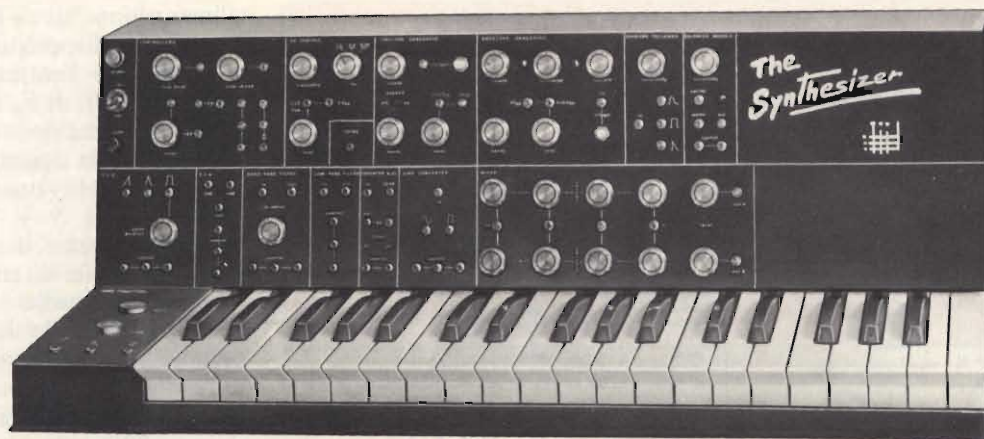
La Hayden Publishing Co. nacque il 29 Settembre del 1952, due mesi prima di *Electronic Design*. Il fondatore e presidente è il Sig. James S. Mulholland Jr. Il Sig. Mulholland, che ebbi occasione di conoscere nel 1974, ha la sua residenza a poche miglia dalla sede statunitense della JCE. Molto interessato al mercato europeo, ha trascorso molto tempo in Italia. A tenerlo informato sulle attività italiane pensa la sua assistente S.ra Di Meo.

Quando diede vita ad *Electronic Design* il Sig. Mulholland aveva 28 anni. La rivista di 24 pagine, delle quali 12 riservate alla pubblicità, fu inviata gratis a 20.000 ingegneri e managers. Questa faceva perno su un concetto originale ed impiegava per la prima volta le cartoline d'informazioni su notizie numerate (impiegate anche da *Elettronica Oggi*).

Electronic Design, in principio dal formato quadrato, prese la forma attuale nel 1965. Oggi la Hayden Publishing Co. è una delle maggiori case editrici degli Stati Uniti. *Electronic Design*, pubblicata due volte al mese, ha raggiunto una tiratura di 90.000 copie di cui 11.000 inviate in Europa (in Italia circolano 1.000 copie). La redazione allora formata da un direttore e collaboratore a mezza giornata, ora si compone di 50 persone più una vasta schiera di rappresentanti commerciali in America, Europa ed Asia.

Oltre ad *Electronic Design* la Hayden pubblica mensilmente *Microwave* e *Computer Decision*.

Oggi la Hayden e le affiliate Rider, Ahrens e Spartan Book pubblicano anche una vasta serie di testi.



Costruiamo un sintetizzatore elettronico

GENERATORE DI FUNZIONE - OSCILLATORE CONTROLLO E NOISE

quarta parte - di Federico CANCARINI

GENERATORE DI FUNZIONE

SCHEMA ELETTRICO

Come si vede in figura 1 Q1 e Q2 formano il circuito di un bistabile che è in condizione di normalità quando Q2 conduce. Ma quando è presente una qualsiasi tensione di trigger, applicata alla base di Q1, Q2 si interdice e sul suo collettore la tensione sale al valore di alimentazione. Adesso C1 può caricarsi con la corrente che scorre attraverso R7, R9 e D1, regolata dal controllo di attacco, cioè R9. Con S1 in posizione normale la tensione ai capi di C1 è applicata alla base dell'emitter follower Q3, che a sua volta fornisce la corrente di carica a C2. Dato che la

corrente richiesta da C2 per caricarsi è fornita da Q3, la tensione ai capi di questo condensatore dipende solo dalla costante di tempo associata a C1. Anche se il valore di C2 è 50 volte più grande di quello di C1, esso si scarica con la stessa costante di tempo di C1. Dopo un certo tempo la tensione ai capi di C1 raggiunge la soglia necessaria ad innescare Q4, e l'UJT si attiva, scaricando C1, mentre un impulso appare su R12. Questo impulso è applicato alla base di Q2 attraverso R13, e resetta il bistabile, mettendo a massa la tensione presente sul collettore di Q2. C2 non si scarica attraverso Q4 poiché è isolato tramite Q3, ma può scaricarsi, attraverso il collettore di Q2, su R8, R10 e D3 con una costante di tempo determinata dalla regolazione del controllo R10.

I diodi D1 e D3 assicurano che la corrente di carica passi solo attraverso

R9 e che la corrente di scarica solo attraverso R10. La tensione presente ai capi di C2 è isolata dall'emitter follower, «buffer», (Nota: Buffer letteralmente Pulitore) cioè Q5, e non è altro che l'involuppo di uscita. Quando S1 è posto sulla posizione Expand, esso isola l'emitter follower Q3 e connette C2 in parallelo a C1, quindi rendendo la costante di tempo di carica circa 50 volte più grande di quando la corrente per C2 era fornita solo tramite Q3. Con S1 in questa posizione D2 è polarizzato inversamente, mentre C1 si scarica attraverso Q4, cosicché C2 adesso si scarica soltanto attraverso R10, cioè il controllo di caduta.

Se invece di un impulso si usa come tensione di trigger un gradino di tensione tutto ciò che riguarda la scarica di C1 è identico a prima, ma ora il bistabile non si resetterà e C2 non si scaricherà. Q4 agisce ora come un

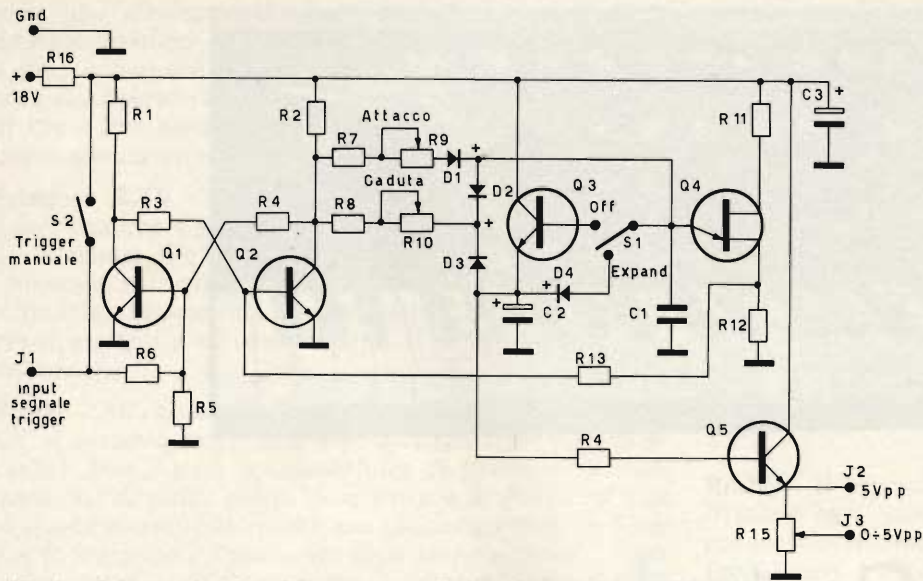


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di funzione.

normale oscillatore a rilassamento a UJT, che continua a tenere il bistabile sul punto di resettarsi, cosa che si mantiene finché la tensione di trigger non viene rimossa. Nella posizione di «Expand» di S1, D2 isola C1 da C2 che invece è completamente carico, cosicché se anche il primo ciclo di carica inizia con una costante di tempo

determinata dal parallelo di C1 con C2, i seguenti cicli seguono la costante di tempo di C1 solo.

COLLAUDO

Sono necessari un oscilloscopio o un volmetro, meglio se elettronico. Cominciate a fornire la tensione di

alimentazione di +18 V al circuito. Se avete a disposizione un oscilloscopio collegate l'entrata verticale all'uscita J3 del G. di F. (uscita variabile). Con l'attenuazione al minimo, cioè per avere max segnale in uscita, constatate se effettivamente la tensione in uscita sale a 5 V pep ($\pm 10\%$) quando si preme il pulsante del trigger manuale e se effettivamente permane a tale livello sinché il pulsante resta premuto. Se la base dei tempi dell'oscilloscopio è tarata perfettamente verificate se i tempi di attacco e caduta sono identici alla tabella 1, $\pm 20\%$ per varie tolleranze.

NOTA: S.O. è tutto girato in senso orario
S.A. è tutto girato in senso antiorario

Verificate poi il funzionamento dell'attenuatore osservando come l'ampiezza dell'onda, ruotando il comando, decresce a zero.

Attaccate poi l'entrata verticale dell'oscilloscopio all'uscita non attenuata del G. di F. ed osservate se il valore di picco di questa onda è di 5 V pep $\pm 10\%$. Se non disponete di un oscilloscopio, il circuito può essere provato con un volmetro attaccando il puntale positivo all'uscita variabile J3 e misurando l'uscita premendo il trigger manuale (S2). Con i controlli di ATTACCO e CADUTA al massimo verificate che l'uscita impieghi circa un secondo per salire ai +5 V pep e che vi rimanga finché tenete premuto S2. Poi lasciate andare S2 e verificate che la tensione impieghi circa 1 secondo per poi raggiungere la stabilità intorno ai 0,5 V (l'uscita è esponenziale per cui in teoria lo zero non si raggiungerà mai). Con S2 sempre premuto, verificate poi il funzionamento dell'attenuatore, da +5 V a 0 V. Verificate, misurandola, se poi la tensione pep all'uscita fissa J2 è di +5 V.

USO DEL GENERATORE DI FUNZIONE

Il G. di F., pur essendo un circuito semplice, è molto versatile. E' anche, ci sembra, il circuito più importante di tutto il Sintetizzatore, assieme all'ADSR, al Mixer, al V.C.A. ed al V.C.O. Come si può constatare, esso manca di SUSTAIN e di RELEASE, ciò per semplificare al massimo il circuito. Ma usando due G. di F. in serie si può ovviare a ciò, ed in più averli poi a disposizione separatamente per altri usi.

Questo il modo di adoperare i comandi:

TABELLA 1				
Attacco	Expand	Caduta	Salita	Discesa
S.A.	OFF	S.A.	2 ms	5 ms
S.O.	OFF	S.O.	40 ms	1 s
S.A.	exp. ON	S.A.	30 ms	5 ms
S.O.	exp. ON	S.O.	1 s	1 s

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 1

R1-R2	= 6,8 k Ω	R9	= potenz. 500 k Ω attacco
R3-R4	= 100 k Ω	R10	= potenz. 500 k Ω caduta
R5	= 330 k Ω	C1	= 0,22 μ F
R6	= 47 k Ω	C2	= 2,2 μ F elett. 25 V
R7	= 15 k Ω	C3	= 100 μ F elett. 25 V
R8	= 680 Ω	D1-D2, D3-D4	= diodi silicio 1N914
R11	= 5,6 k Ω	Q1-Q2, Q3-Q5	= BC208 NPN
R12-R16	= 360 Ω	Q4	= 2N4871
R13	= 33 k Ω	S1	= deviatore Expand
R14	= 10 k Ω	S2	= pulsante Trigger Manual
R15	= potenz. 5 k Ω uscita attenuazione	J1-J2-J3	= prese jack

ATTACCO: Tale controllo regola il tempo durante il quale l'uscita del G. di F. sale al suo massimo valore in tensione. Occorrerà montare il potenziometro in modo che, ruotandolo in senso orario, il tempo di attacco aumenti.

CADUTA: Quest'altro controllo regola il tempo che l'involuppo all'uscita del G. di F. impiegherà per portarsi dal suo massimo valore (valore di Sustain) di tensione, fino allo zero.

USCITA VARIABILE: Il jack segnato variabile fornisce un segnale che può essere attenuato, fino all'annullamento, semplicemente ruotando il potenziometro R15. Ovviamente l'attenuazione ha come estremi i valori di +5 V e 0 V.

USCITA FISSA: Il secondo jack fornisce in uscita il segnale che forma l'involuppo senza alcuna attenuazione.

EXPAND: Il tempo di attacco è suddiviso in due gamme: lo si regola principalmente tramite R9, ma l'interruttore S1 aumenta l'intervallo di tempo massimo: esempio è che l'attacco, normalmente variabile fra 2 ms e 40 ms, inserendo, S1, varia fra 30 ms e 1 secondo.

TRIGGER MANUALE: L'interruttore S2 ha lo scopo di fornire un utile mezzo per controllare se il G. di F. è OK, e poi, soprattutto, serve a far partire il G. di F. senza usare alcun impulso di controllo esterno. Quando esso è premuto, l'involuppo in uscita salirà a +5 V nel tempo determinato dalla regolazione di R9 e rimarrà a tale valore finché non si rilascia il pulsante S2: a tale punto, l'involuppo inizierà la fase di caduta, predeterminata da R10.

ENTRATA TRIGGER: Il jack J1 permette di eccitare il G. di F. tramite un impulso elettrico proveniente dall'esterno: ad esempio dai controlli della tastiera. Per far partire il G. di F. occorre, come minimo, un impulso di trigger di +3 V.

Il G. di F. è forse il circuito più importante fra quelli che servono a modificare l'onda proveniente dal V.C.O.: ma non perché è esso stesso che compie questo lavoro (non è un circuito audio), ma perché fornisce l'involuppo che permette ai circuiti audio come il V.C.A. e il V.C.F. di conferire al suono la particolare dinamica ed il particolare timbro richiesti.

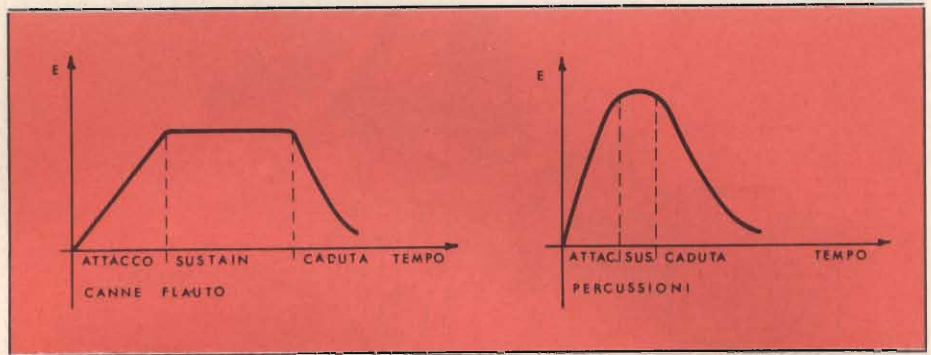


Fig. 2 - Involuppi caratteristici di un flauto e un tamburo.

Ora, ci sono innumerevoli parametri che fanno sì che una persona riesca a distinguere i suoni di due strumenti diversi, ma soprattutto sono il modo con cui il suono raggiunge il suo massimo e poi il modo con cui esso si dilegua che differenziano due sorgenti sonore. Ecco dunque che si deve parlare della «DINAMICA ACUSTICA» cioè dell'attacco e della caduta del suono (N.B. per un discorso più completo si veda l'articolo relativo al Generatore di involuppi ADSR). Esempi lampanti sono il flauto e il tamburo. Ciascuno senz'altro sa che il flauto non dà proprio il suono del tamburo, ma pochi sanno che l'onda sonora emessa da entrambi si avvicina molto all'onda sinusoidale. Un flauto, però, ha un periodo di attacco relativamente lungo (a differenza di molti altri stru-

menti) poiché ci vuole un pò di tempo affinché l'intera massa d'aria compresa nel corpo del flauto si metta a vibrare totalmente. Un tamburo, invece, produce il suo suono, e con la massima intensità, proprio nel momento in cui viene percosso. C'è quindi un brevissimo periodo di attacco. Poi, il flauto sostiene la nota fino a quando il suonatore emette aria: in teoria un flauto potrebbe avere un Sustain infinito. Non è così per il tamburo: appena è percosso c'è sì il massimo del suono emesso, ma subito dopo inizia un periodo di Caduta (Decay) relativamente lungo, mentre non c'è per nulla il Sustain. I due caratteristici involuppi sono mostrati in figura 2.

E' dunque la dinamica che conferisce al tamburo il suo suono duro ed al flauto il suo suono così dolce.

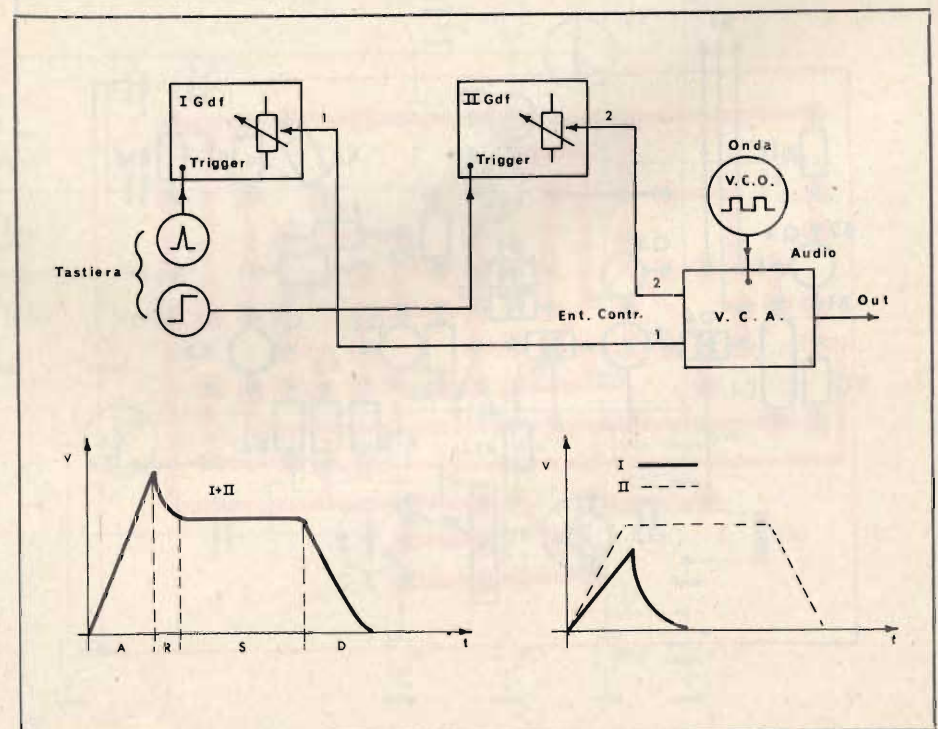


Fig. 3 - Connessioni da effettuare se vengono impiegati due generatori di funzione e relativi involuppi.

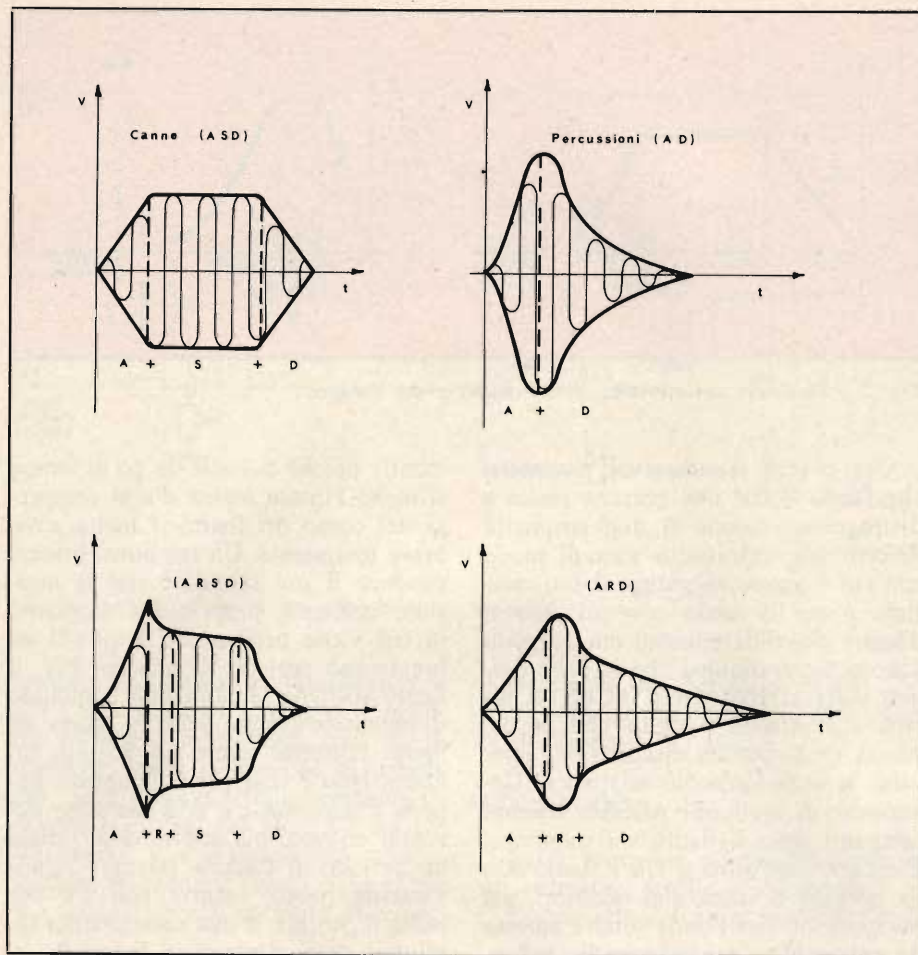


Fig. 4 - Esempi di inviluppi (VCA pilotato da VCF).

Ora il G. di F. è il circuito che fornisce la tensione di controllo necessaria per produrre tali variazioni dinamiche del volume, come pure variazioni dinamiche nella timbrica (cioè variazioni del contenuto armonico dell'onda base, che caratterizzano il piano, la chitarra ed altri strumenti a corda percossa o pizzicata). Come dunque potete constatare, gli usi del G. di F. sono così disparati che sarebbe impossibile parlare di tutti. Consideriamo dunque i casi più ovvi, e dedichiamoci a piccole osservazioni.

— Prelevando il segnale all'uscita del G. di F. ed applicandolo all'entrata controllo del V.C.A., si può creare una grande variazione di dinamiche di volume, come spiegato nel V.C.A..

— Se lo stesso si compie con il V.C.F. si possono produrre variazioni nella timbrica.

— Le uscite a impulso () e a gradino () della tastiera non sono le sole fonti di trigger per fare partire il G. di F.: ci sono per esempio le uscite dell'oscillatore controllo o di un altro G. di F. che possono essere benissimo usate per produrre una infinità di inviluppi CICLICI con ancor più varie caratteristiche nell'ATTACCO e nella CADUTA. Per maggior chiarezza si veda l'articolo sull'oscillatore controllo.

— Si diceva poi che è anche possibile usare l'uscita di un G. di F. per Triggerare un secondo G. di F. Così facendo l'uscita di tale G. di F. sarà a 0 V per qualche millisecondo dopo che il primo G. di F. è partito. Quando l'uscita del 1° G. di F. raggiunge la soglia di +3 V necessari per far partire il 2° G. di F., quest'ultimo produrrà il proprio Attacco ed la sua propria CADUTA dipendenti dalle regolazioni di R9 e R10. La lunghezza dell'intervallo di tempo prima che il 2° G. di F. parte, è regolabile usando appunto i controlli di Attacco e di attenuazione del 1° G. di F.

— Ci sono alcuni strumenti la cui dinamica fa sì che il suono abbia un rapidissimo Attacco, fino a raggiungere un certo valore di picco, per poi restituire subito l'energia sovrabbondante (periodo di Release); quindi il livello sonoro si stabilizza ad un Livello di Sustain e poi inizia il periodo di Caduta.

Questo effetto può essere prodotto usando un Generatore di Inviluppi (ADSR) oppure usando due G di F. in serie. Nel caso si usi la tastiera, uno dei G. di F. è azionato dall'impulso di trigger «impulsivo», mentre l'altro è azionato dall'impulso «a gradino».

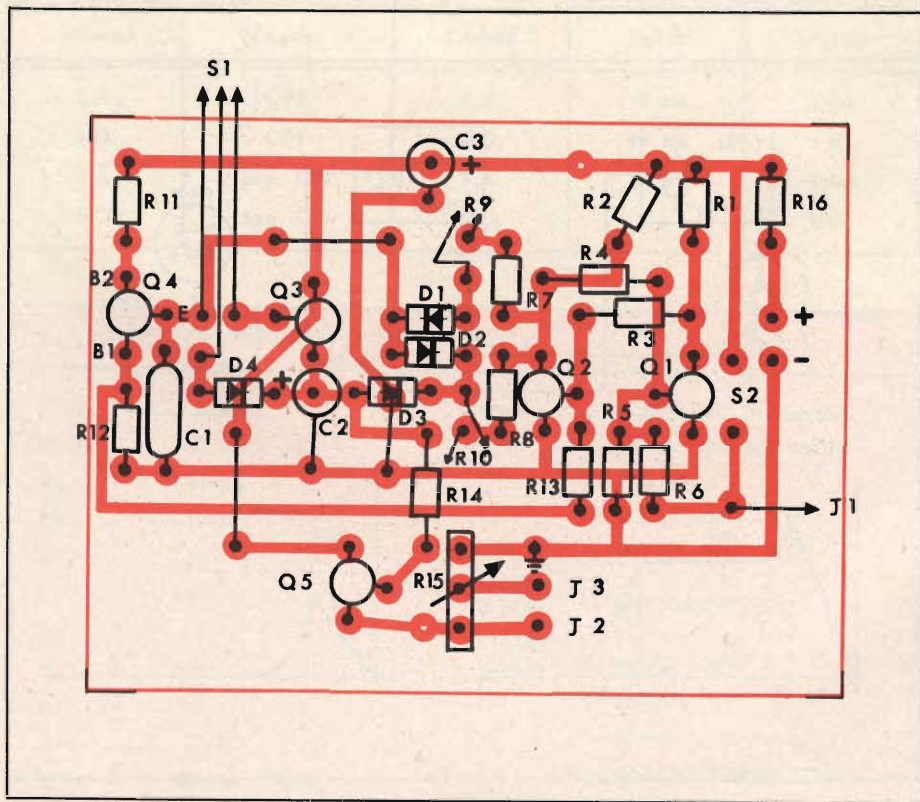


Fig. 5 - Circuito stampato al naturale del generatore di funzione.

Le caratteristiche iniziali di Attacco e di Release sono regolate dal G. di F. azionato dall'impulso, mentre il livello di Sustain e le caratteristiche della Caduta finale sono regolate dal G. di F. azionato dal trigger a «gradino».

Entrambe le uscite dei G. di F. si inseriscono nelle entrate controllo di un modulo audio: per esempio il V.C.A.. L'attenuatore del 2° G. di F. è usato per regolare il livello di Sustain, mentre l'attenuatore del 1° è regolato per regolare l'ampiezza dell'involuppo fino a raggiungere i +5 V di picco massimo. (con questo valore di picco non ci saranno inconvenienti). Alla fine del processo, il modulo audio sommerà i due involuppi e si avrà in totale un involuppo come quello di Fig. 3-B.

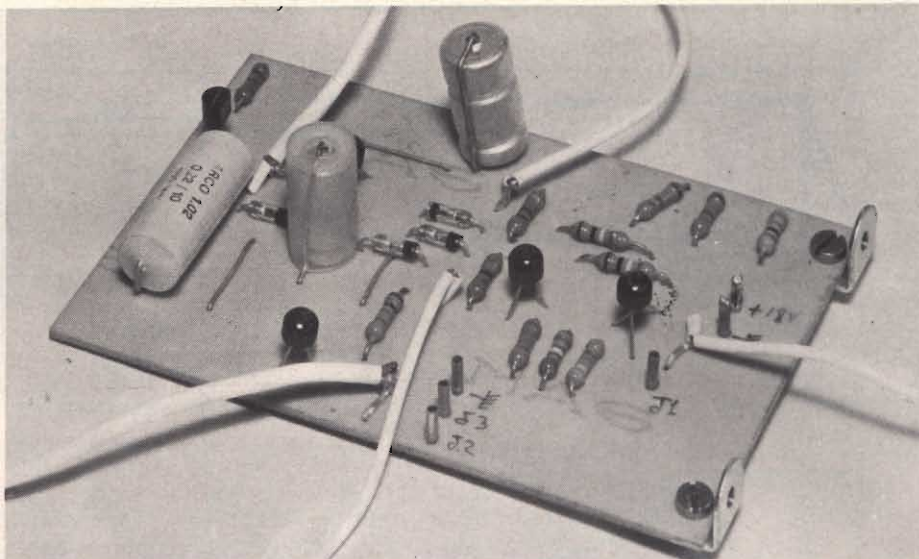


Fig. 6 - Prototipo del generatore di funzione a montaggio ultimato.

OSCILLATORE CONTROLLO

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema (figura 7) è quello di un comune oscillatore a sfasamento dove il transistor Q1 provvede appunto a sfasare di 180° il segnale ed inoltre

funge da stadio amplificatore. Il resto dello sfasamento, cioè gli altri 180°, sono conferiti al segnale dalla rete RC formata dal P-Greco di C1-C9 e da R4, R5 e R17-R19. Q2 è un Emitter Follower che isola gli stadi precedenti da tutto ciò che si applica all'uscita evitando così di caricare troppo Q1. L'unica cosa diversa dalla configurazione classica è l'uso del commutatore

S1 che inserisce diverse capacità da C1 a C9. Riferendoci allo schema del circuito elettrico si osservi che quando S1 è sulla posizione 1-2 Hz si ha che C1 è in parallelo a C3, C4 a C6, C7 a C9. Così la capacità totale è di circa 0,66 μ F. Con S1 in posizione 3-9 Hz, si ha, nella rete a P-Greco, una combinazione tale per cui C1 e C2 sono fra loro in serie, ma tutto il grup-

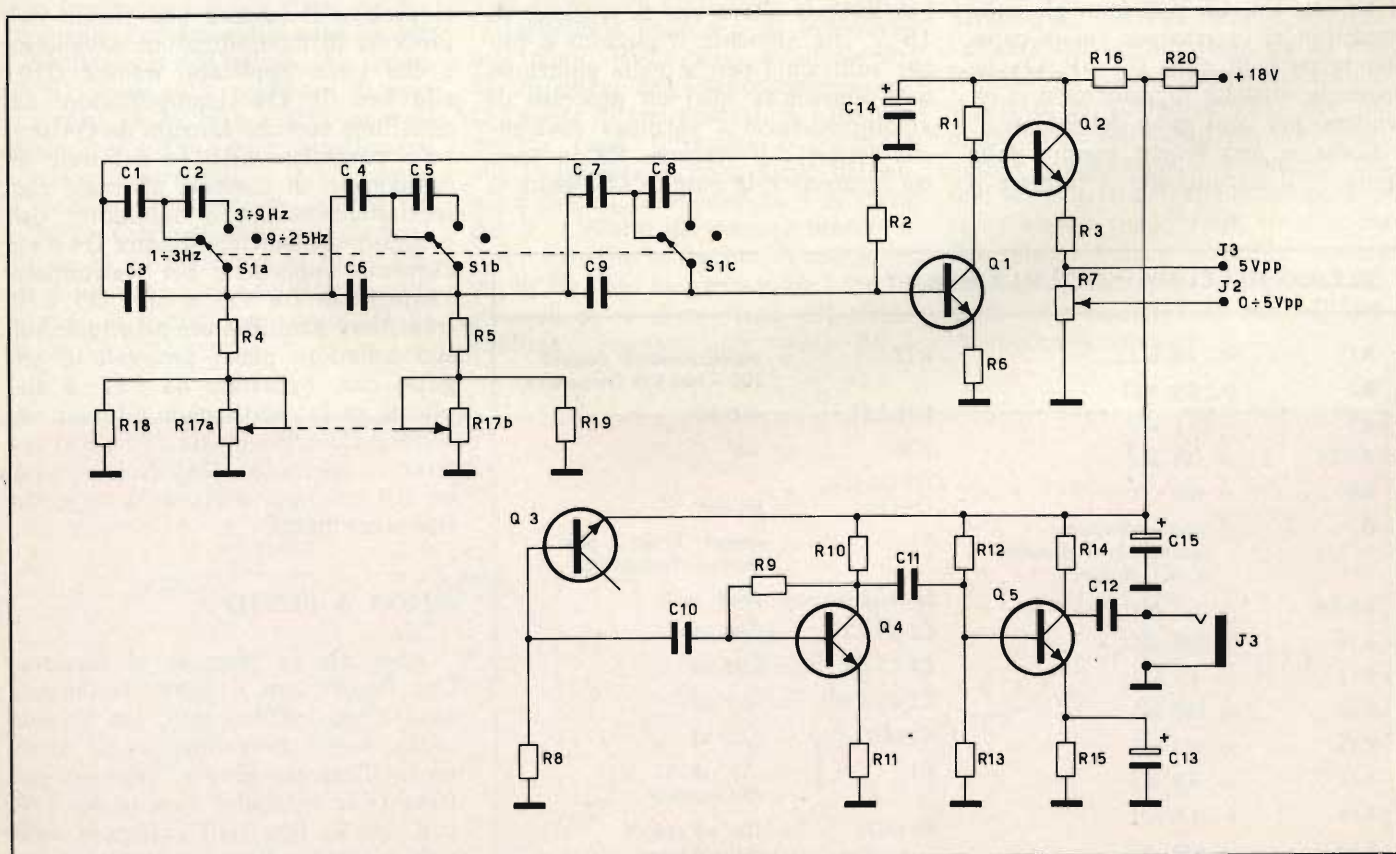


Fig. 7 - Schema elettrico dell'oscillatore di controllo BF e generatore di rumore bianco (noise).

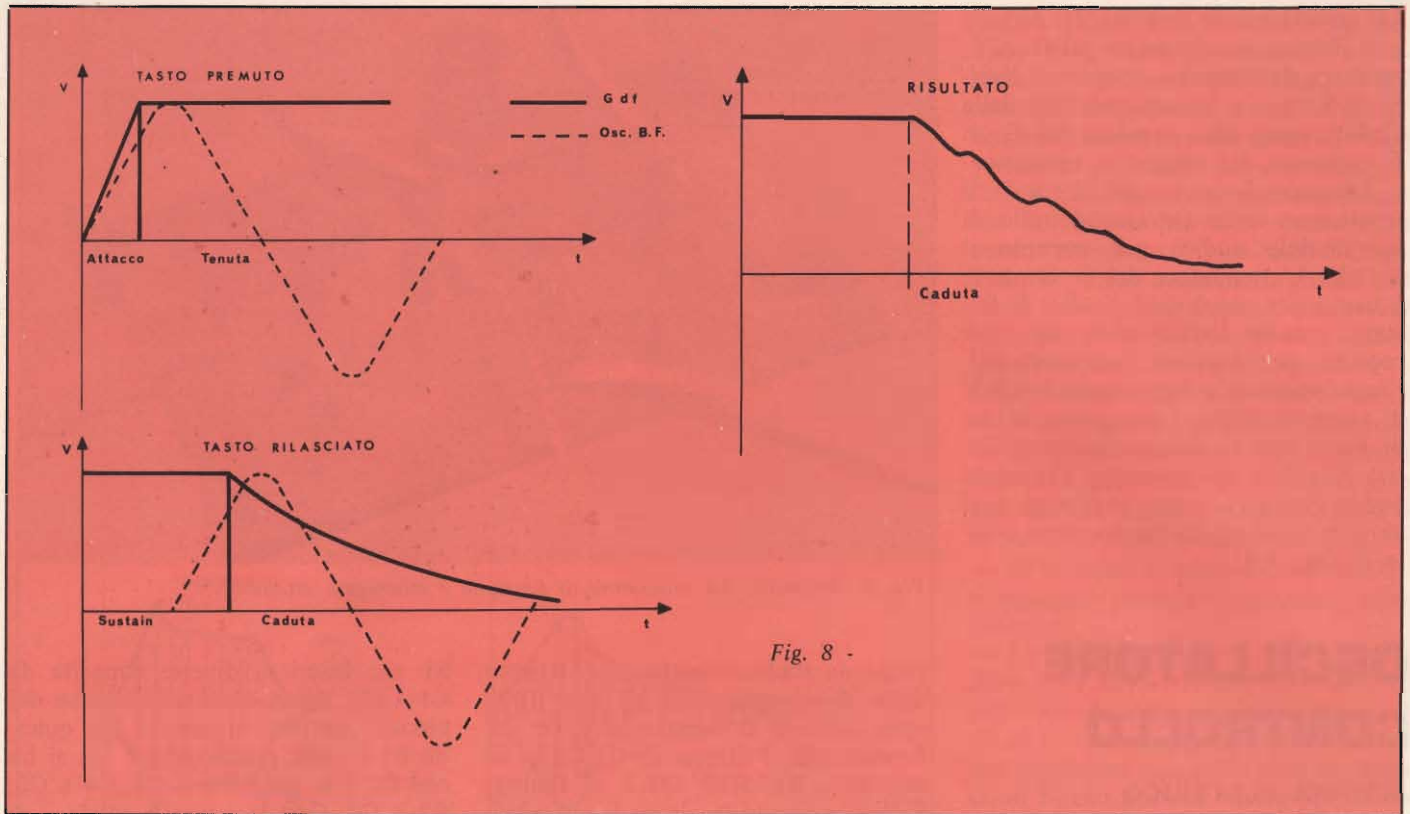


Fig. 8 -

po C1+C2 è in parallelo a C6, e C7+C8 in parallelo a C9. In questa posizione la capacità totale è di circa 0,2 μ F. Nell'ultima posizione 9-25 Hz si ha che C3, C6, C9 sono gli unici condensatori in rete per cui la capacità totale è di circa 0,1 μ F. Ovviamente le capacità sopraindicate si intendono per ogni ramo del P-Greco.

Come si può vedere sempre dalla figura 7, il circuito che ci fornisce il

rumore bianco è molto semplice. Il transistor Silicio Q3 ha una tensione di «Breakdown» (corrente di saturazione) fra base e emettitore molto bassa. Ecco allora che la tensione di 18 V che alimenta il circuito è più che sufficiente perché nella giunzione base emettitore inizi un processo di «moltiplicazione a valanga» (avalanche proces). Il resistore R8 in serie tra la massa e la base di Q3 limita il

flusso di corrente attraverso la giunzione — che è polarizzata inversamente — evitandone così una distruzione prematura. Inoltre ai capi di R8 si preleva il rumore che risulta dal processo di moltiplicazione a valanga e che viene applicato, tramite C10, alla base di Q4. L'amplificatore ad emettitore comune formato da Q4 serve a potenziare l'RB ed a filtrare le componenti di corrente alternata che inevitabilmente sono introdotte dal processo «avalanche». Inoltre Q4 è un elemento importante per trasformare l'impedenza fra Q3 e Q5. Q5 è il transistor amplificatore principale, sul suo collettore pieno prelevato il segnale che, bypassato da C12, è applicato ad J1. Sostituendo C12 con un condensatore Pin-up da 175 pF si otterrà in uscita il «Red Noise», cioè un RB colorato, privandolo di molte frequenze basse.

MESSA A PUNTO

Applicate la tensione al modulo. Ora l'oscillatore si prova facilmente usando un oscilloscopio, ma si può anche usare un voltmetro. Se avete un oscilloscopio inserite nella sua entrata (asse verticale) l'uscita dei 5 V pep, quella fissa dell'oscillatore controllo, e controllate se effettivamente l'uscita sia 5 V pep. Se poi l'oscillo-

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 7

R1	= 82 k Ω	R17	= potenziometro doppio 100+100 k Ω frequenza
R2	= 3,9 M Ω	R18-R19	= 470 k Ω
R3	= 1 k Ω	R20	= 100 Ω
R4-R5	= 15 k Ω	Q1-Q2-Q3- Q4-Q5	= BC208
R6	= 680 Ω	S1	= comm. 3 vie 3 pos. gamma frequenza
R7	= potenziometro attenuazione d'uscita 5 k Ω lineare	J1-J2-J3	= prese jack
R8-R9	= 1 M Ω	C1-C4-C7	= 0,56 μ F
R10	= 100 M Ω	C2-C5-C8	= 0,22 μ F
R11	= 4,7 k Ω	C3-C6-C9	= 0,1 μ F
R12	= 150 k Ω	C10-C11-C12	= 0,05 μ F
R13	= 27 k Ω	C13	= 32 μ F 12 V elettrolitico
R14	= 6,8 k Ω	C14-C15	= 100 μ F 16 V elettrolitico
R15	= 2,2 k Ω		
R16	= 470 Ω		

scopio ha una scala orizzontale, già calibrata, verificate con sufficiente precisione che il periodo delle oscillazioni nelle varie scale corrisponda a quello dato in tabella 2.

Ovviamente questi valori di massima, causa le note tolleranze dei componenti, potranno differire del $\pm 20\%$. Dopo aver operato tali verifiche, ora attaccate all'entrata verticale dell'oscilloscopio, l'uscita J2 (con attenuatore): verificate che R7 compia il suo dovere variando l'uscita da 0 a 5 V pep. Noterete un lieve appiattimento della sinusoide negativa, ma non c'è da preoccuparsi perché ciò non pregiudica assolutamente il funzionamento dell'oscillatore. La verifica del funzionamento può anche essere fatta sbrigativamente con un voltmetro, posto con un fondo scala di 10 o 15 V. Connettete all'uscita il + del Voltmetro ed il - a massa. Usate l'uscita fissa J3. Predisponete il commutatore S1 sulla portata che va da 1 a 3 Hz, e ponete R17 al minimo. Ora la maggior parte degli strumenti dei voltmetri, difficilmente seguiranno l'alternarsi di un Hz con esattezza, ma voi potrete ugualmente notare l'indice che va su e giù, avendo come centro della sua escursione circa + 2,5 Volt: per esempio l'indice potrebbe oscillare fra 1,5 e 3,5 V. Ora ruotate R17, aumentando la frequenza e notate come aumenti contemporaneamente la velocità delle oscillazioni dell'indice. Al limite, con S1 posto sulla posizione di max frequenza (9-25 Hz) e R17 pure al massimo, l'indice deve stabilizzarsi sul valore centrale di + 2,5 V, (quasi) fermo. (Considerate sempre un $\pm 20\%$) Ora togliete il puntale positivo da J3 ed inseritelo in J2. Verificate il funzionamento dell'attenuatore, variando il livello con continuità da 0 a + 2,5 V.

TABELLA 2		
Posizione S1	R17 (controllo frequenza)	Periodo
1-3 Hz	Min.	1 sec
1-3 Hz	Max.	330 ms
3-9 Hz	Min.	350 ms
3-9 Hz	Max.	120 ms
9-25 Hz	Min.	125 ms
9-25 Hz	Max.	45 ms

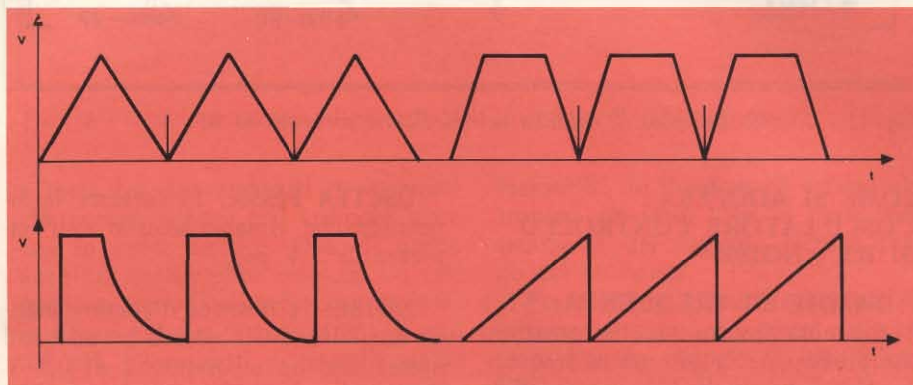


Fig. 10 - Forme tipiche di involucri dati dal generatore di funzione.

NOISE

Il generatore di rumore si controlla facilmente usando o un amplificatore audio Hi-Fi o un oscilloscopio. Se disponete dell'oscilloscopio inserite l'uscita di tale generatore nella sua entrata (asse verticale) e osservate che l'ampiezza picco a picco del rumore bianco caratteristico, è di circa 0,5 V. L'effetto del rumore bianco si osserva meglio se regolate la scansione su 50 Hz o su un periodo di 1/50 di secondo o, se avete l'asse dei tempi calibrato, regolate uno sweep di 2

$\mu\text{s}/\text{cm}$. Se avete a portata di mano un amplificatore allora potete, attaccare direttamente ad esso l'uscita del generatore di rumore bianco, purché l'entrata dell'amplificatore sia ad alta impedenza. Allora potrete in seguito verificare il comportamento del rumore bianco sottoposto a «coloritura»: variate semplicemente i controlli dei toni alti e bassi dell'amplificatore. Durante questo test, infatti, il carattere del rumore bianco dovrebbe mutare considerevolmente (ciò, dipende, soltanto dalla dinamica dei controlli dell'amplificatore stesso).

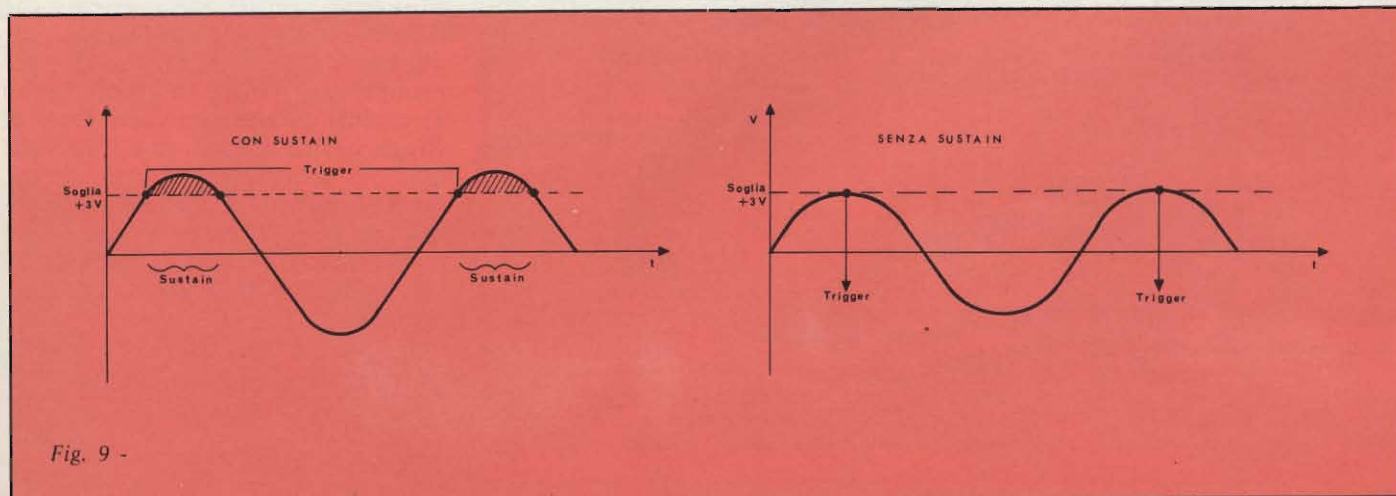


Fig. 9 -

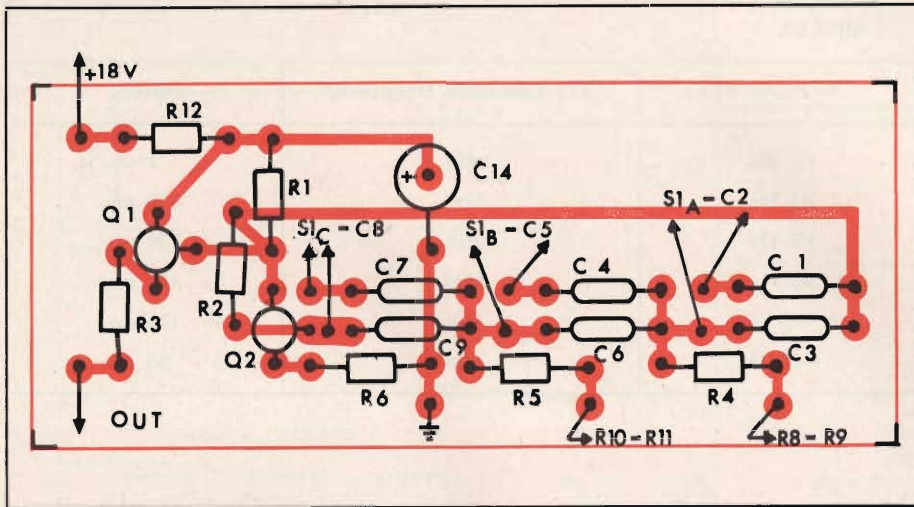


Fig. 11 - Circuito stampato al naturale dell'oscillatore di controllo BF.

COME SI ADOPERA L'OSCILLATORE CONTROLLO DI B.F. / NOISE

GAMME DI FREQUENZA: S1 è il commutatore tre vie tre posizioni che predispone la gamma di frequenza scelta. In totale la gamma va da 1 a 25 Hz.

FREQUENZA: R17, che è il controllo fine della frequenza, serve per ottenere tutti i valori di frequenza propri della gamma prescelta da S1.

USCITA VARIABILE: J2 fornisce una sinusoide che può, tramite R7, essere regolata in ampiezza tra 0 e 5 V pep.

USCITA FISSA: J3 fornisce la sinusoide che rimane sempre dell'ampiezza di 5 V pep.

NOISE: J1 fornisce il rumore bianco non filtrato (incolored broad band noise) che ha un'ampiezza di 0,5 V pep.

I due modi d'uso più ovvii dell'oscillatore controllo sono quelli per produrre il tremolo ed il vibrato. Il tremolo è una più o meno rapida variazione di volume, che si ottiene modulando in ampiezza il segnale audio, usando l'uscita dell'oscillatore controllo per pilotare una delle entrate di controllo del V.C.A.. Difatti la sinusoide fornita dal generatore di BF fa

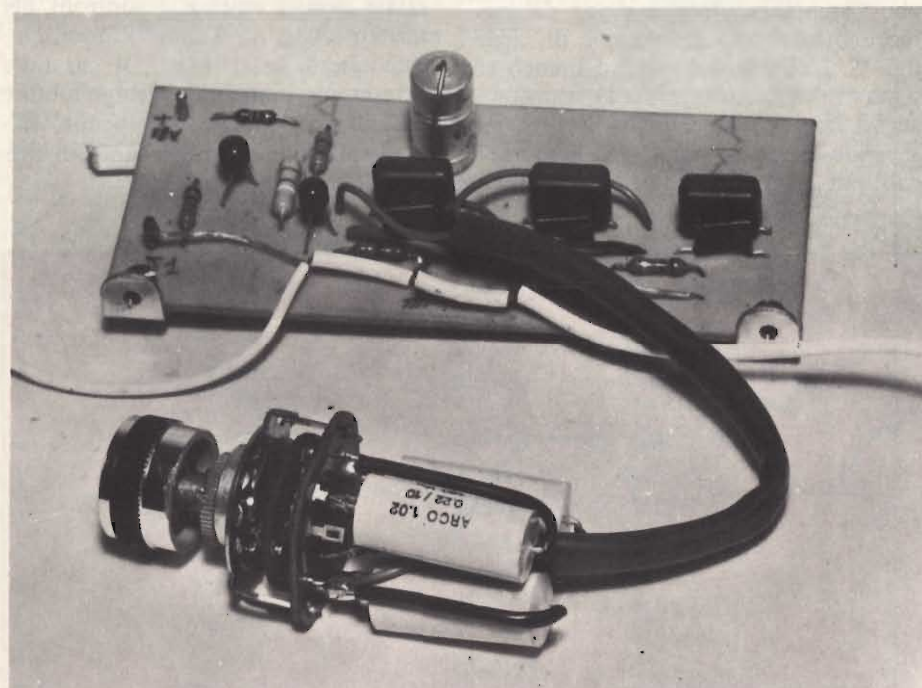


Fig. 12 - Prototipo dell'oscillatore di controllo BF a montaggio ultimato.

si che il guadagno del V.C.A. cresca e decresca, cosa che subito viene riflessa dall'ampiezza dell'onda audio. Il vibrato, è invece un cambiamento rapido della frequenza di una nota musicale ed è prodotto sempre usando tale oscillatore per pilotare una delle entrate controllo del V.C.O.

Potete poi tentare, quando avrete più pratica, questo arrangiamento: si tratta di usare il Generatore di Funzione con un tempo di Attacco moderatamente breve ed un tempo di Caduta piuttosto lungo e pilotare con questo il V.C.A. Poi usare un altro Generatore di Funzione con uguale Attacco ma con Caduta più breve e pilotare con questo il V.C.F. passa banda. Entrambi i G. di F. devono essere azionati collegando alle loro entrate «Trigger» l'uscita Gradino della tastiera. Ora si tratta di aggiungere al V.C.F. in questione altri due controlli in tensione: uno è un Bias (usando quello che fornisce -5 e $+5$ V) e l'altro è, appunto, l'uscita attenuata dell'oscillatore di controllo a BF. Ora occorre avere soltanto pazienza o esperienza: il discorso è in pratica quello di trovare un compromesso fra le tre tensioni controllo che arrivano al V.C.F. per cui, premendo un tasto il suono rimane tale sinché il tasto resta premuto, con un timbro a piacere (scegliendo in partenza la forma d'onda che più vi piace) e poi, quando viene rilasciato, si presenta con un ritmico Wa-Wa che decresce sempre più dandogli una apparente profondità di eco od uno smorzamento suggestivo: la spiegazione di ciò è che con il tasto premuto la tensione di involuppo di Sustain del G. di F. è alta ed elimina gli effetti dello oscillatore controllo; quando poi decresce questo allora può essere sentito: guardare i grafici di figura 8.

Ritornando all'oscillatore controllo in sé, bisogna dire che il segnale che fornisce non solo può servire per pilotare V.C.O., V.C.A. o V.C.F.: per esempio esso (anche se appare strano ai neofiti) può servire come fonte di trigger ciclico per i G. di F.: dato che questi si eccitano a $+3$ V in entrata, potrete regolare l'ampiezza della sinusoide in modo tale da trovare i tempi di Attacco Sustain e Caduta che più vi aggradano. I grafici ne fanno esempio:

In pratica il G. di F. ci darà in uscita un involuppo i cui tempi di Attacco e Caduta sono variabili indipendentemente, ma tutti però, controllati ciclicamente dall'Oscillatore controllo. Forme tipiche di tali involuppi

sono quelle illustrate in figura 10.

E' chiaro che se usate tali involucri come ulteriori tensioni controllo per il V.C.O. otterrete dei vibrati di grande effetto, assomiglianti in maniera strabiliante ai suoni spaziali che avete tante volte sentito al cinema o alla TV. E' ovvio che il periodo del Repeat è sotto il controllo del commutatore S1 e del comando di regolazione fine R17.

GENERATORE DI RUMORE IN BIANCO

Parlare del rumore in termini materiali e tecnici è abbastanza difficile: cosa capisce la maggior parte della gente dicendo «Il rumore bianco è una distribuzione gaussiana delle frequenze audio» oppure: «Il rumore bianco è una distribuzione probabilistica di frequenze»: semplicemente si può definire come quel suono che non ha timbro, «pitch» o caratteristiche di qualche altro suono che non conosciamo. Per sentirlo, non avendo a disposizione un generatore, basta sintonizzare una radio FM in un punto

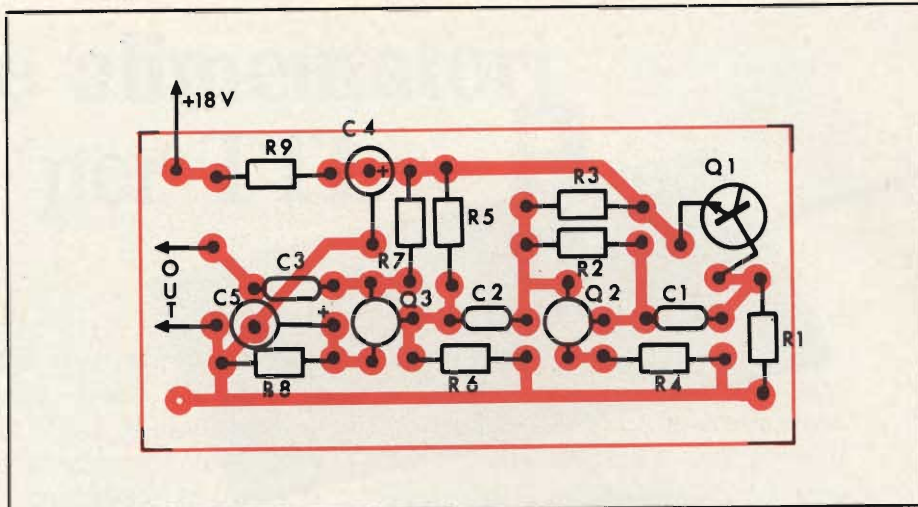


Fig. 13 - Circuito stampato al naturale del generatore di rumore bianco.

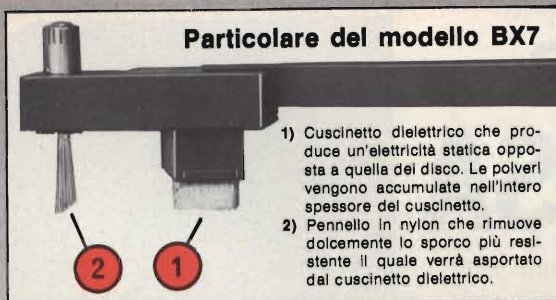
a metà fra due stazioni: il «fruscio» che potrete sentire è il «rumore bianco» in senso tecnico. Ora, di primo acchito, sembrerebbe che con un tale suono ci siano ben poche cose da fare: invece il rumore bianco (RB) è uno dei più interessanti e versatili mezzi espressivi che si prestino alle manipo-

lazioni di un amatore di musica elettronica. Di fatto l'RB fa parte meritatamente del bagaglio tecnico pratico del musicista.

Per esempio, si può facilmente sintetizzare il suono dei piatti della batteria usando proprio il RB. Filtrato l'RB con il V.C.F. Passa Banda (col



La carica elettrostatica che pulisce i dischi



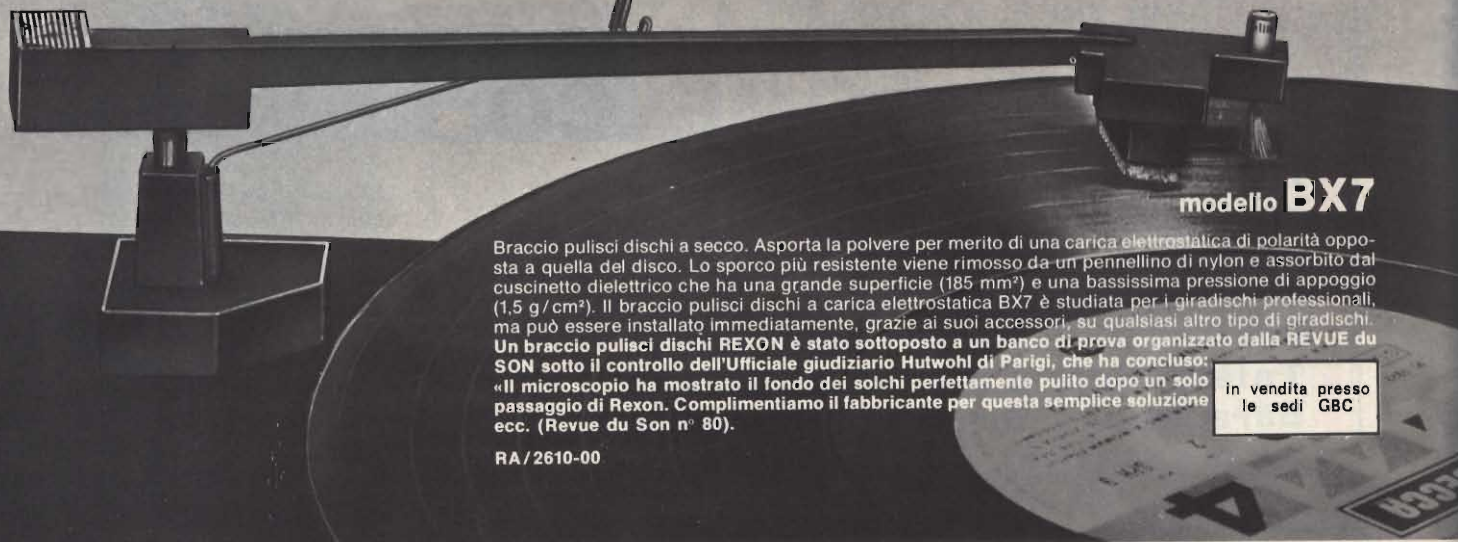
modello Automatique

Braccio pulisci dischi a secco funzionante per merito dell'elettricità statica, contraria a quella del disco, prodotta dal cuscinetto dielettrico.

Le polveri vengono assorbite dall'intero spessore del cuscinetto.

Il braccio pulisci dischi modello Automatique è facilmente installabile su qualsiasi tipo di piastra giradischi, dispone infatti di tre diversi tipi di fissaggio: a massa, adesivo e a ventosa.

RA/2608-00



modello **BX7**

Braccio pulisci dischi a secco. Asporta la polvere per merito di una carica elettrostatica di polarità opposta a quella del disco. Lo sporco più resistente viene rimosso da un pennellino di nylon e assorbito dal cuscinetto dielettrico che ha una grande superficie (185 mm²) e una bassissima pressione di appoggio (1,5 g/cm²). Il braccio pulisci dischi a carica elettrostatica BX7 è studiata per i giradischi professionali, ma può essere installato immediatamente, grazie ai suoi accessori, su qualsiasi altro tipo di giradischi. Un braccio pulisci dischi REXON è stato sottoposto a un banco di prova organizzato dalla REVUE du SON sotto il controllo dell'Ufficiale giudiziario Hutwohl di Parigi, che ha concluso: «Il microscopio ha mostrato il fondo dei solchi perfettamente pulito dopo un solo passaggio di REXON. Complimentiamo il fabbricante per questa semplice soluzione ecc. (Revue du Son n° 80).

in vendita presso le sedi GBC

RA/2610-00

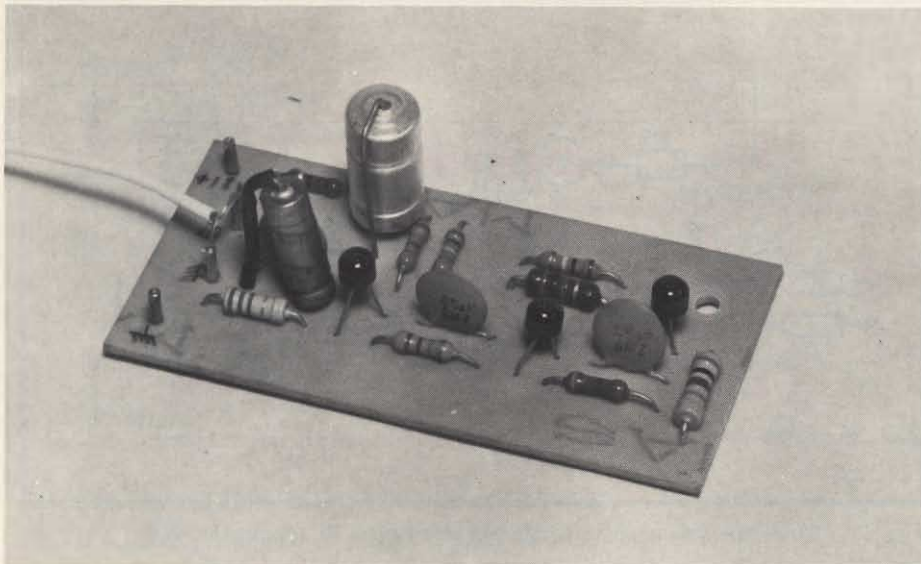


Fig. 14 - Prototipo del generatore di rumore bianco a realizzazione ultimata.

«Q» al max.) pilotate in tensione il V.C.F. Passa Banda (con una Bias 0 - +5 V) in modo che la frequenza di centro banda sia relativamente alta (si vedano le istruzioni del V.C.F. in questione). L'uscita del filtro vi darà un RB filtrato che però deve essere manipolato con un V.C.A. sotto il controllo del G. di F. quest'ultimo regolato con un tempo di attacco rapido,

ed un moderato tempo di caduta. Ogni volta che premerete il pulsante del trigger manuale udirete in uscita il suono dei piatti. Anche il rumore della risacca è di facile imitazione: questa volta si deve usare il Filtro Passa Basso, la cui uscita presenterà un RB colorato: privato cioè di buona parte delle frequenze alte (c'è che chiama tale rumore «pink noise» per distin-

guerlo dal «white noise»). Ora manipolate tale rumore con un V.C.A.: potete controllare sia il V.C.F. che il V.C.A. col medesimo G. di F., regolato con un lungo Attacco ed una lunga Caduta: ecco che sentirete il suono di un'onda marina ogni volta che il trigger manuale sarà premuto. Per un effetto più variato e completo sarà anche necessario controllare manualmente V.C.F. e V.C.A. con il Bias del modulo POWER SUPPLY (vedere istruzioni). Anche il suono del vento può essere imitato: questa volta filtrando i RB con il Filtro Passa Banda. Basta usare un controllo manuale di Bias per pilotare manualmente entrambi i moduli V.C.F. e V.C.A.: girando a caso la manopola a destra e sinistra il vento varierà in tono e potenza somigliando a una gentile brezza o acquistando le caratteristiche di un uragano. Se poi il V.C.F. è invece pilotato dalla tensione di controllo che esce dal partitore della tastiera ecco che il vento può essere suonato come uno strumento musicale.

Il Kit completo di questo sintetizzatore (mobile escluso) può essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di L. 210.000

il punto di vendita



di PISA

si è trasferito

in via F. TRIBOLATI, 4 - Telef. 25.357

COMELCO s.a.s.

Tutti
i 48.000
componenti
elettronici del
catalogo G.B.C. - TV colori
Impianti HI-FI stereo - Autoradio
Televisione a circuito chiuso
Baracchini - Strumenti di misura
Alimentatori - Pile Hellekens



Due alimentatori per TTL

La diffusione di sofisticati circuiti a transistori, l'apparizione degli integrati lineari e non lineari ha posto seri problemi di alimentazione sia per il progettista che per lo sperimentatore di circuiti elettronici. L'uso dei diodi zener in particolari circuiti a semiconduttori ha permesso la nascita degli alimentatori stabilizzati, in grado di risolvere almeno in parte i problemi sorti. La costruzione di un alimentatore stabilizzato con componenti discreti diventa però piuttosto complessa nel caso si richieda una elevata stabilità e/o una forte corrente di erogazione.

di ALEPH

Le case costruttrici hanno cercato di venire incontro a progettisti e costruttori con la creazione di una serie di integrati lineari adatti ad essere inseriti in circuiti di alimentazione. Sono così apparsi, tanto per ricordare solo i più diffusi gli integrati 723, il CA3055 e 3085 della RCA, l'MC1461 della Motorola, utili per realizzare alimentatori a tensione variabile con pochi componenti esterni; e le serie L00 della SGS, LM340K della National, μ A7800, ecc., dove ciascun integrato racchiude tutti gli elementi indispensabili per un regolatore stabilizzato a tensione fissa.

In questo articolo presentiamo due realizzazioni con l'integrato L005 della SGS. L'integrato fornisce una tensione stabilizzata di 5 volt; i due circuiti sono stati progettati per soddisfare le esigenze di alimentazione di circuiti complessi impieganti integrati logici del tipo TTL. Questi integrati, infatti, ad esempio la serie T74 della SGS, necessitano di una tensione d'alimentazione di 5 V, tensione che deve essere (stando anche ai manuali applicativi della SGS, che suggeriscono una tolleranza massima del 5%) molto stabile per garantire un corretto funzionamento degli integrati stessi.

Prima di analizzare da vicino i due circuiti proposti, vorremmo dire due parole sull'integrato che ne costituisce il cuore. L'L005 si presenta esternamente come un normale transistor di potenza; è racchiuso infatti in un contenitore T03 (vedi fig. 1),

che però contiene nel suo interno ben 14 transistori, 16 resistenze, 2 condensatori e 3 diodi.

L'integrato presenta solo tre terminali: l'ingresso, a cui è applicata la tensione continua non stabilizzata; l'uscita, da cui è possibile prelevare la tensione stabilizzata di 5 V; e il negativo (massa), comune sia all'ingresso sia all'uscita. I 3 terminali sono rispettivamente indicati nei disegni con i numeri 1, 2 e 3.

In fig. 2 possiamo vedere lo schema elettrico dettagliato del circuito interno all'integrato. Tale schema è comune agli altri due integrati della serie, l'L037 e l'L038, che forniscono una tensione stabile rispettivamente di 12 e 15 V. Abbiamo racchiuso in linee tratteggiate gli elementi del circuito che insieme svolgono una parti-

colare funzione; da questa operazione abbiamo ricavato lo schema a blocchi di fig. 3.

Osservando attentamente tale schema a blocchi e comparandolo con lo schema elettrico, possiamo facilmente renderci conto del funzionamento dell'L005. Si tratta sostanzialmente di uno stabilizzato del tipo serie; l'unità di regolazione (blocco A) è costituita da un Darlington di potenza, interno all'integrato stesso: questo permette l'utilizzazione dell'integrato senza alcuna unità di potenza esterna anche per rispettabili correnti di erogazione.

La grande stabilità della tensione di riferimento (e quindi della tensione d'uscita) è garantita dal circuito di prestabilizzazione (blocco F) e dal generatore di corrente costante (bloc-

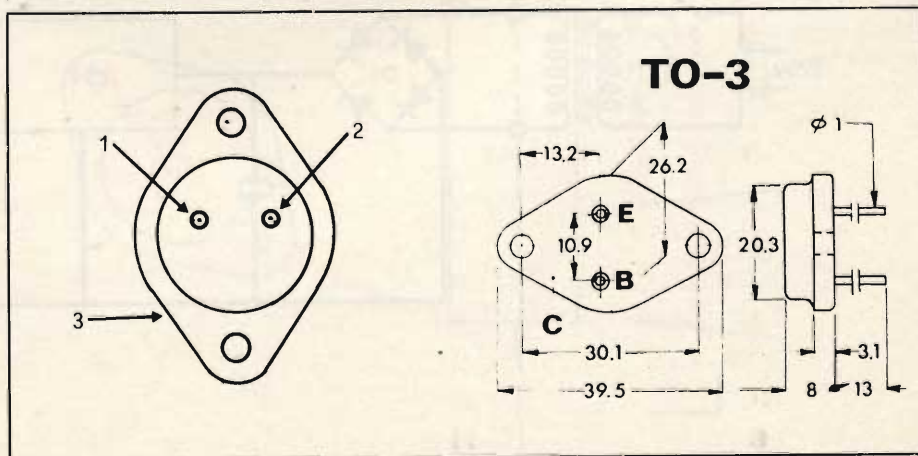


Fig. 1 - Terminali dell'integrato L005 visti da sotto e dimensioni fisiche del contenitore T03 che lo racchiude.

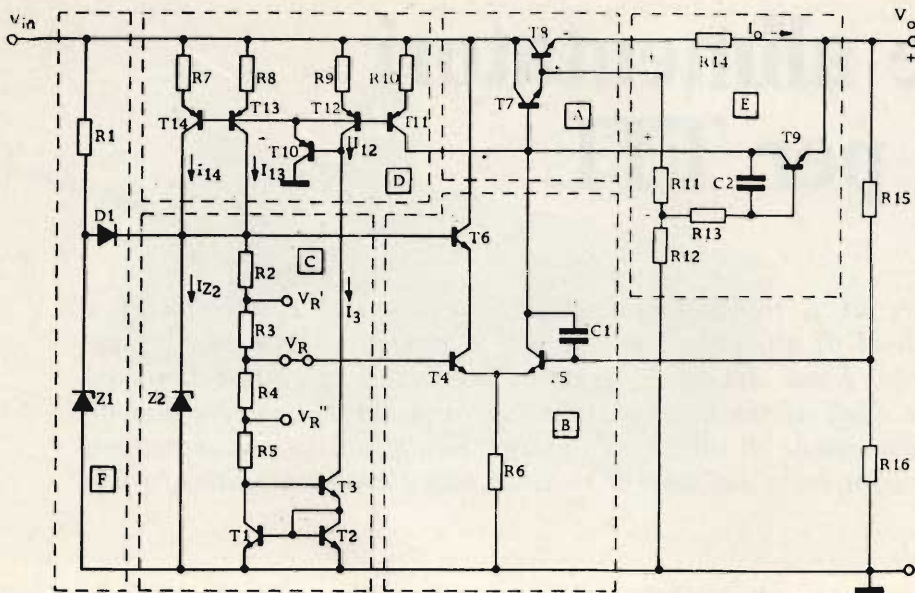


Fig. 2 - Schema elettrico dettagliato del circuito interno all'L005.

co D), che isolano il generatore della tensione di riferimento (blocco C) da qualsiasi variazione della tensione di ingresso. Parte del blocco D stabilizza il funzionamento dell'amplificatore differenziale (transistore T4 e T5 - blocco B), che funge da amplificatore d'errore. Esso, rilevando eventuali variazioni della tensione d'uscita (riportata ad uno dei suoi ingressi tramite il partitore R15-R16), controlla la polarizzazione del Darlington al fine di neutralizzare tali variazioni.

L'integrato è autoprotetto, poiché racchiude nel suo interno un circuito di protezione (blocco E), che limita la massima corrente erogabile, e quindi limita la dissipazione dell'integrato nell'eventualità di sovracorrenti o cortocircuiti nel carico. Il circuito interviene controllando la polarizzazione del Darlington (A).

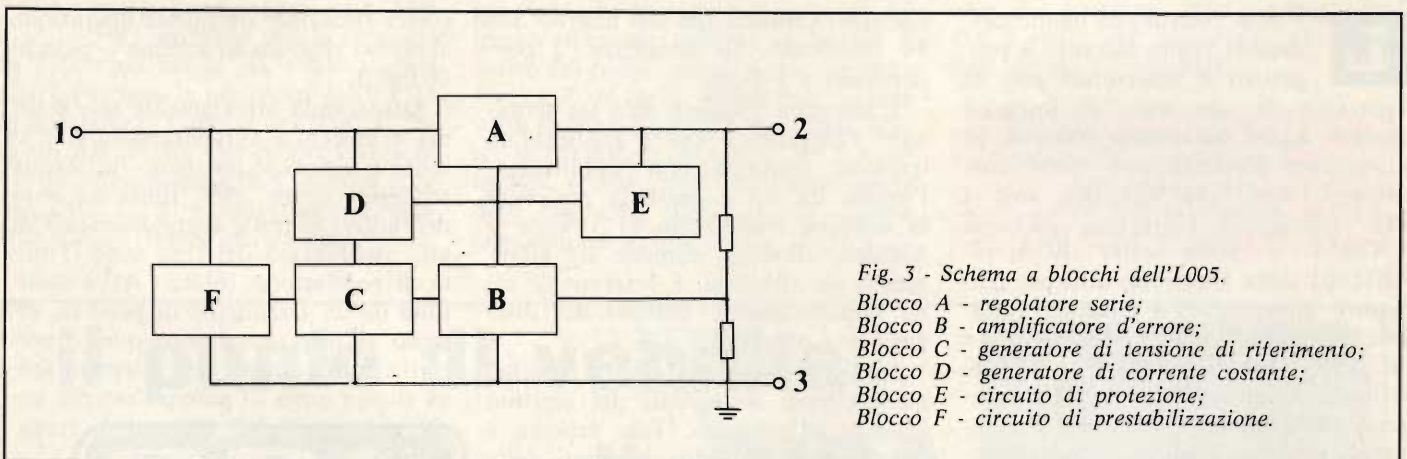


Fig. 3 - Schema a blocchi dell'L005.

Blocco A - regolatore serie;
 Blocco B - amplificatore d'errore;
 Blocco C - generatore di tensione di riferimento;
 Blocco D - generatore di corrente costante;
 Blocco E - circuito di protezione;
 Blocco F - circuito di prestabilizzazione.

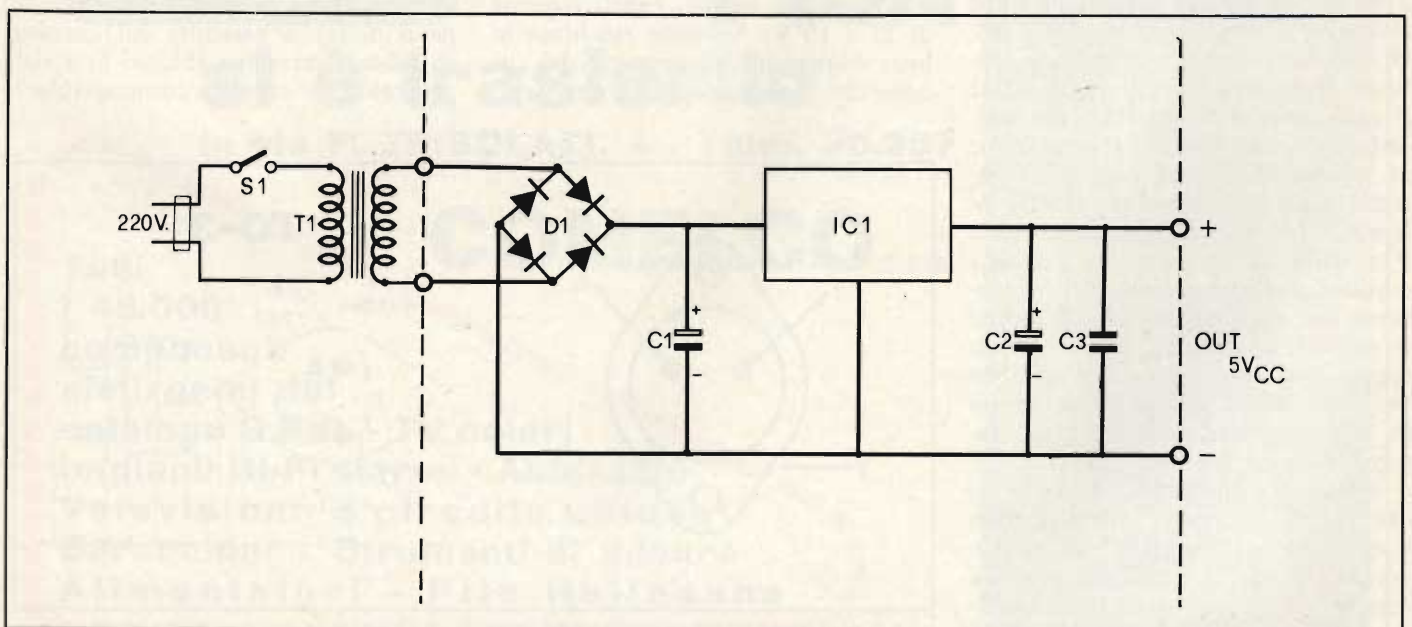


Fig. 4 - Schema elettrico del primo tipo di alimentazione stabilizzata che impiega un circuito integrato L005.

Riportiamo dai manuali della SGS le principali caratteristiche dell'L005:

Tensione stabilizzata:	5 V
Massima corrente di erogazione:	850 mA
Tensione continua applicabile all'ingresso:	8,5-12 V
Attenuazione del ronzio a 100 Hz:	62 dB
Resistenza interna:	15 mΩ
Stabilità termica:	0,003%/°C

Date le caratteristiche dell'integrato, è possibile realizzare un alimentatore con elevato grado di stabilizzazione utilizzando un numero molto limitato di componenti esterni.

Si veda il circuito di fig. 4. Oltre all'integrato L005, troviamo un trasformatore di alimentazione, un ponte di diodi e 3 condensatori. Il trasformatore riduce la tensione di rete ai 7-9 V alternati utili per alimentare correttamente l'integrato; il ponte di diodi raddrizza entrambe le semionde di tale tensione e il condensatore elettrolitico C1 livella la tensione raddrizzata portandola vicina al suo valore di picco e sopprimendo parte del ronzio a 100 Hz ad essa sovrapposto. Il condensatore C2 riduce il ronzio residuo presente all'uscita, mentre il condensatore di piccola capacità (C3) posto in parallelo a C2 garantisce una bassa resistenza interna dell'alimentatore anche nel caso di ritorni di componenti ad alta frequenza dai circuiti alimentati.

Una configurazione di questo genere è interessante per la sua semplicità costruttiva, le sue elevate carat-

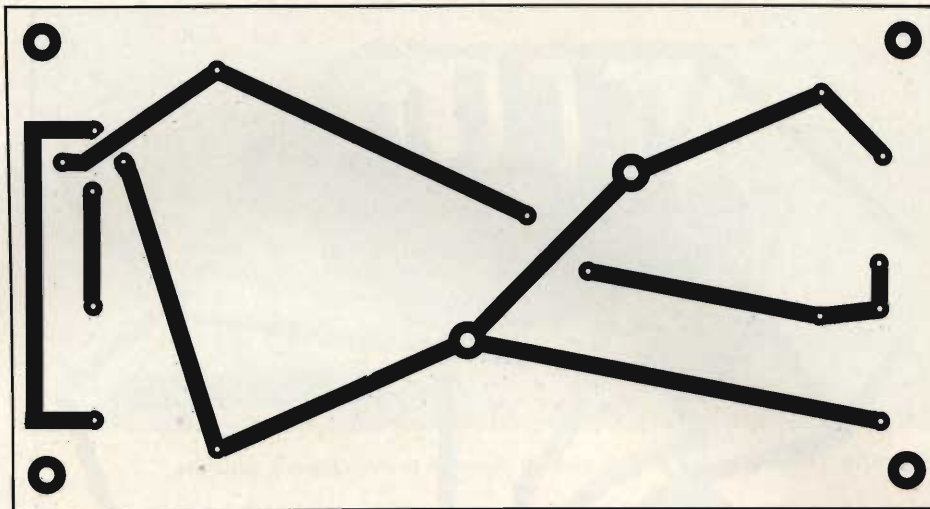


Fig. 5 - Circuito stampato in grandezza naturale, visto dal lato rame, dello schema di figura 2.

teristiche, l'ingombro relativamente piccolo ed il basso costo. La spesa relativa all'acquisto di tutti i componenti (T1 compreso) non dovrebbe superare le 5-6.000 lire.

Il circuito di fig. 4 trova posto su una basetta stampata delle dimensioni di mm 65x120 circa; più di metà della superficie della basetta è occupata dal dissipatore per IC1. In fig. 5 e 6 sono riportati il disegno della basetta stampata e la disposizione dei componenti su di essa. Dalla basetta, a realizzazione ultimata, fuoriescono quattro pin di ancoraggio: a due di essi va connesso il secondario di T1; fra gli altri due è presente la tensione stabilizzata di 5 V (attenzione alla polarità!!!).

E' indispensabile che IC1 sia disposto su un dissipatore di calore nel caso che la corrente richiesta sia superiore a 100-200 mA. Le dimensioni di questo dissipatore non sono critiche, ma, dovendo scegliere fra vari modelli, è preferibile escludere quelli che presentano una resistenza termica superiore a 8-10 °C/W.

Non è strettamente necessario isolare IC1 dal dissipatore, poiché il contenitore dell'integrato (terminale 3) è connesso alla massa (negativo) del circuito. In ogni caso è bene sistemare lungo le viti di fissaggio qualche rondella, in modo da creare una fessura di circa un millimetro fra dissipatore e basette stampate, fessura che aiuta la circolazione dell'aria ed

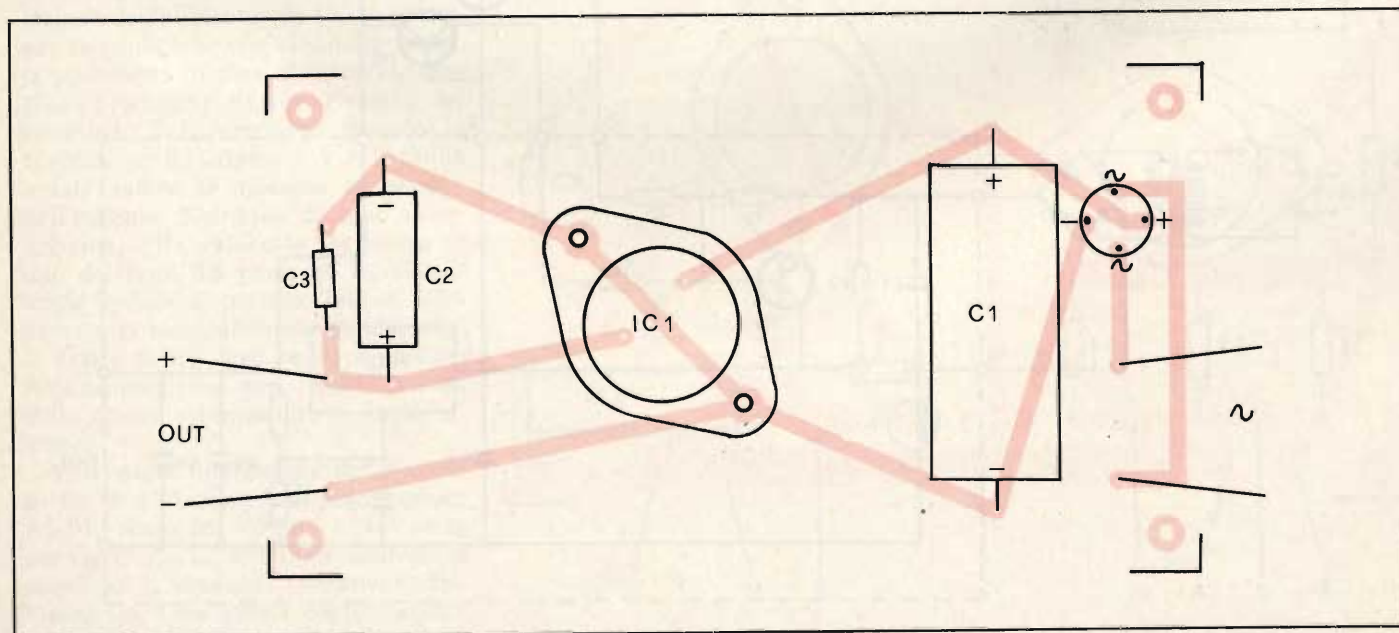


Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 5.

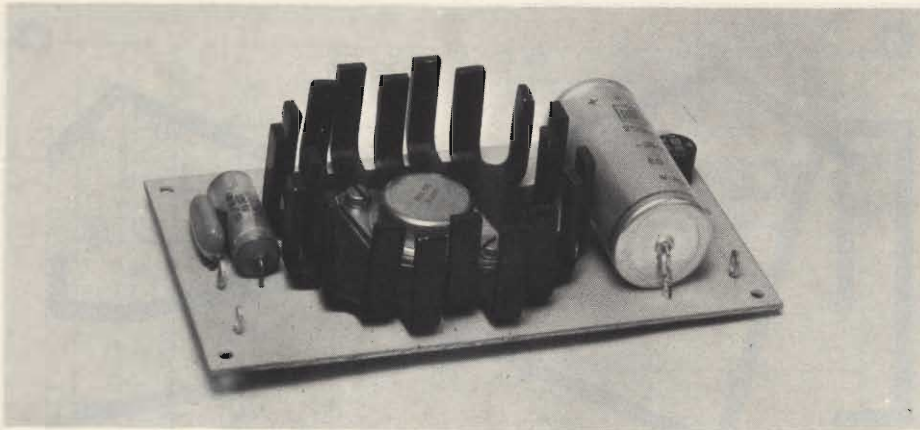


Fig. 6/A - Prototipo dell'alimentatore di figura 4 a realizzazione ultimata.

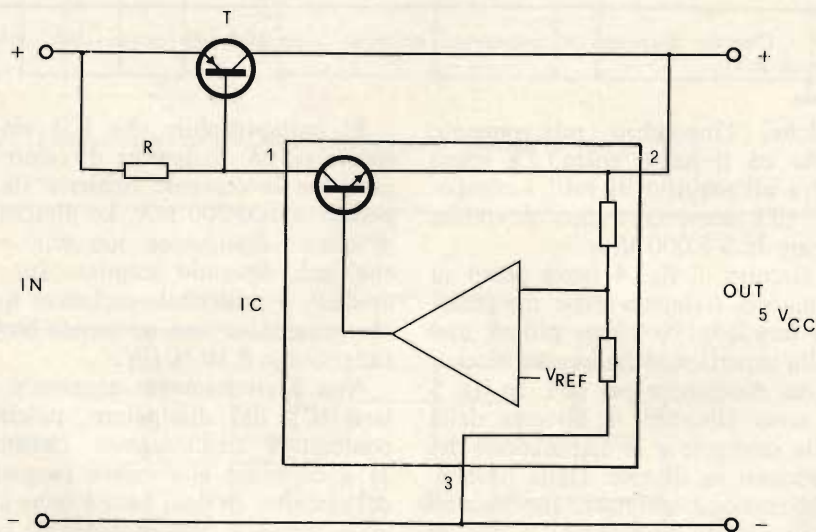


Fig. 7 - Schema di principio di un alimentatore in grado di erogare una maggiore corrente.

impedisce che la basetta stessa si surriscaldi eccessivamente.

L'alimentatore di fig. 4 fornisce 5 volt con una corrente massima di circa 800 mA.

Nel caso si debba alimentare circuiti complessi costituiti da un grande numero di integrati, il cui assorbimento sia quindi superiore a 800 mA, è necessario fornire l'L005 di una unità di potenza esterna, capace di sopportare una corrente più intensa. In questo modo il circuito si complica; il numero di componenti impiegati rimane però notevolmente inferiore a quello di alimentatori di pari caratteristiche costruiti interamente con componenti discreti.

Una possibile configurazione circuitale è quella di fig. 7. T è un transistor PNP di potenza che funge da regolatore serie. Nel rettangolo è schematizzato l'integrato L005; ne sono messe in rilievo le funzioni fondamentali: l'elemento serie simbolizzato nel transistor e l'amplificatore d'errore (il triangolone con due ingressi ed una uscita). L'elemento serie dell'integrato forma con il resistore R un partitore di tensione che, sfruttando la caduta di potenziale fra emettitore e collettore di T, determina la polarizzazione e di conseguenza lo stato di conduzione di quest'ultimo.

Esemplifichiamo un po' il funzionamento dell'insieme. Ammettiamo che per una variazione del consumo del carico, la tensione d'uscita tenda

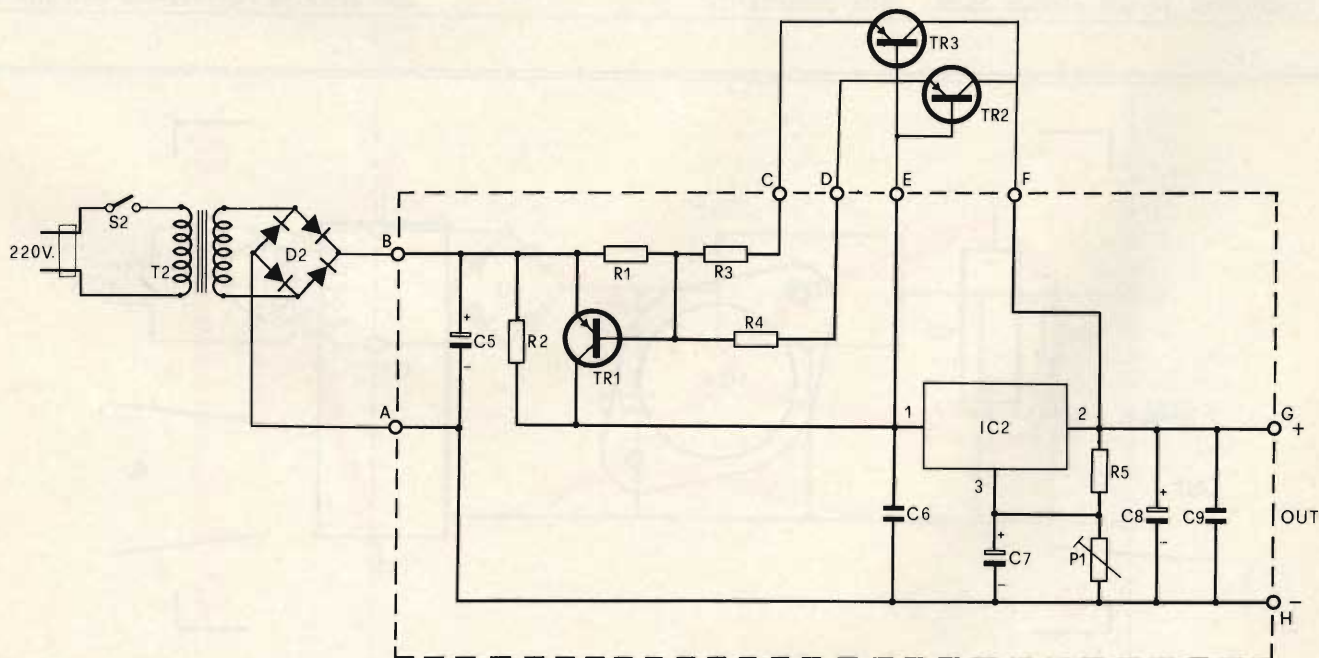


Fig. 8 - Schema elettrico completo di un alimentatore in grado di erogare 5 A.

a salire. L'amplificatore differenziale contenuto in IC confronterà tale variazione con la tensione di riferimento (V_{ref}), e agirà sul regolatore interno portandolo ad uno stato di minor conduzione. In questa maniera anche T si troverà meno polarizzato, dato che la base verrà a trovarsi più vicina all'emettitore; anche la conduzione di T diminuirà e di conseguenza la tensione d'uscita verrà riportata al valore nominale.

Con un ragionamento analogo è possibile spiegare l'interazione dei vari componenti del circuito nel caso che la tensione d'uscita tenda invece a diminuire.

In Fig. 8 possiamo osservare lo schema completo di un alimentatore stabilizzato capace di sopportare una erogazione di 5 ampere. T2 fornisce una tensione alternata di 9-12 V; D2 la raddrizza per entrambe le semionde; C5 è il condensatore di livellamento anti-ronzio. TR2 e TR3, due PNP di potenza tipo AD149, sono connessi in parallelo e costituiscono l'unità di regolazione connessa in serie al carico alimentato. Le due resistenze di basso valore R3 e R4, sistemate in serie a ciascun emettitore compensano le eventuali differenze costruttive di TR2 e TR3 e garantiscono un'equa distribuzione della potenza da dissipare fra i due transistori.

La resistenza R2 e l'elemento serie contenuto in IC2 formano il partitore variabile che polarizza i due transistori di potenza, secondo quanto detto più sopra.

La resistenza R1 ed il transistor TR1 costituiscono il circuito di protezione dell'alimentatore (è ovvio che, per la configurazione circuitale scelta, la protezione interna all'integrato non possa proteggere gli altri elementi del circuito). Tr1 interviene quando la corrente in R1 supera i 5 A e limita a tale valore la massima erogazione dell'insieme. Nel caso di una sovracorrente, TR1 riduce la resistenza di uno dei rami del partitore R2-IC2, e tende quindi a portare TR2 e TR3 verso uno stato di minor conduzione. Il valore di R1 deve essere aggiustato sperimentalmente per l'esatto valore della corrente limite che si vuole ottenere.

Particolare interessante del circuito di fig. 8 è l'inserimento del partitore R5-P1, posto fra l'uscita a 5 V e la massa, e al cui terminale centrale è connesso il comune (negativo) dell'integrato. Con questa configurazione è possibile aggiustare entro limiti ristretti la tensione d'uscita. Con i valori

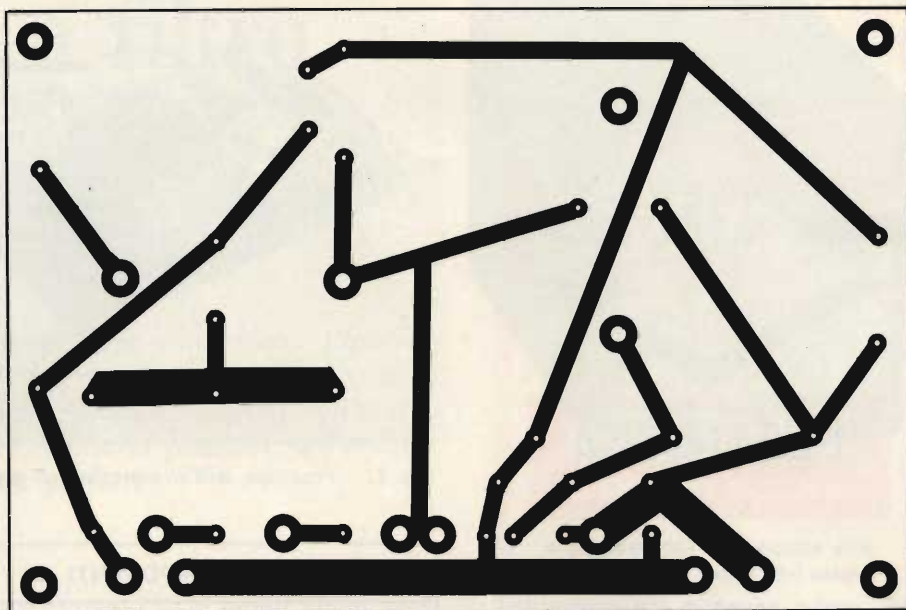


Fig. 9 - Circuito stampato in grandezza naturale, visto dal lato rame, dello schema di figura 8.

riportati nell'elenco componenti, è possibile, agendo su P1, variare la tensione d'uscita nel campo 5 - 6 V.

I condensatori C6, C7 e C9 assicurano la massima stabilità e tolgono eventuali tendenze all'oscillazione di IC2 quando la corrente assorbita dal carico è prossima a zero.

Tutti i componenti dello schema di fig. 8 racchiusi nella linea tratteggiata trovano posto su una bassetta

stampata delle dimensioni di mm 120x x80 circa. Il disegno delle piste ramate è in figura 9, mentre in figura 10 è la disposizione dei componenti. E' bene che le piste attraversate da tutta la corrente del carico siano sufficientemente larghe per diminuirne la resistenza; buona cosa è ricoprire interamente di stagno.

IC2 è montato su un dissipatore di medie dimensioni. I due AD149 (TR2

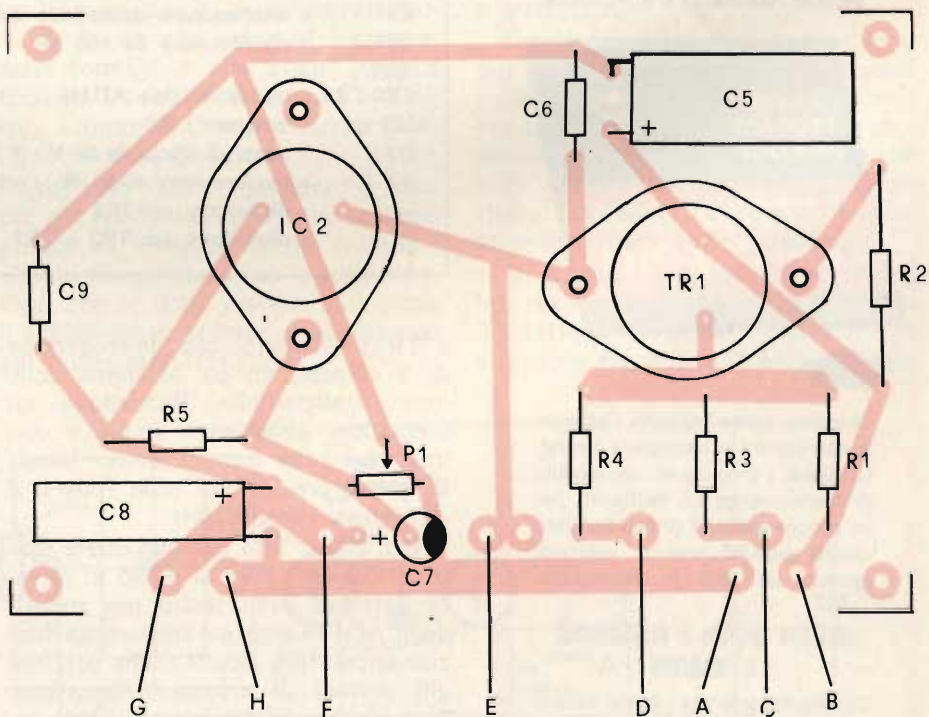


Fig. 10 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 9.

E' UN METODO
NUOVO

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Alle edicole o in abbonamento e presso tutti i punti di vendita GBC

Il 10-20-30 di ogni mese

. . .

Dal primi elementi...
alle applicazioni più moderne.
Per chi vuole diventare tecnico
e per chi lo è già.

E UN'OPERA CHE NON INVECCHIA!

Rinnovo periodico delle lezioni

**E VERAMENTE QUALCOSA
DI UTILE E DI PRATICO....**

★ ★ ★

TELEVISIONE a COLORI

Corso solo per corrispondenza

Rende idonei al
Servizio Assistenza e Riparazione



Chiedete, senza impegno, l'opuscolo che illustra in dettaglio i 2 corsi. Contiene i programmi, un modulo di iscrizione ed un tagliando per un abbonamento di prova. Scrivere chiaramente il proprio indirizzo, unendo Lit. 200 in francobolli.

**ISTITUTO TECNICO di ELETTRONICA
"G. MARCONI" A**

Casella Postale 754 - 20100 Milano



Fig. 11 - Prototipo dell'alimentatore di figura 8 a realizzazione ultimata.

ELENCO DEI COMPONENTI

Circuito di figura 4:

- C1 : condensatore elettrolitico da 2200 μ F - 15 V1
- C2 : condensatore elettrolitico da 100 μ F - 6 V1
- C3 : condensatore da 100 nF
- IC1 : integrato L005
- D1 : ponte al silicio da 50 V - 1 A - tipo W005 o simili
- T1 : trasformatore 10 W - primario 220 V - secondario 7,5 - 9 V; 1 A

Circuito di figura 8:

- R1 : resistore da circa 0,075 Ω (vedi testo)
- R2 : resistore da 2,7 Ω - 5 W
- R3-R4 : resistori da 0,15 Ω - 2 W
- R5 : resistore da 4,7 k Ω - 1/2 W
- P1 : trimmer da 100 Ω
- C5 : condensatore elettrolitico da 2200 μ F - 15 V1
- C6 : condensatore da 100 nF
- C7 : condensatore elettrolitico da 100 μ F - 6 V1
- C8 : condensatore elettrolitico da 1000 μ F - 6 V1
- C9 : condensatore da 100 nF
- TR1-
TR2-TR3 : transistori tipo AD149
- IC2 : integrato L005
- D2 : ponte al silicio da 50 V - 5 A; tipo 5B05 IR o simili
- T2 : trasformatore 40-50 W - primario 220 V - secondario 7,5 - 9 V - 5 A
- : dissipatore per IC2
- : dissipatore per TR2 e TR3

e TR3) lavorano, con un'erogazione di 5 ampere, un po' al limite delle loro caratteristiche. Richiedono un dissipatore abbastanza ampio e con una resistenza termica molto bassa; il dissipatore visibile nelle foto si è dimostrato insufficiente.

Per TR2 e TR3 possono essere usati dei BDX18, PNP al silicio di elevata potenza. Sono molto più robusti degli AD149 e garantirebbero un funzionamento più sicuro anche per lunghi periodi di erogazione massima. Non piccolo difetto è però il loro costo piuttosto elevato.

Alla basetta vengono collegati: l'u-

scita del ponte raddrizzatore (ancoraggi A e B); i collettori di TR2 e TR3 (ancoraggio F); le loro basi (ancoraggio E); i loro due emettitori (C e D); ai due ancoraggi G e H è presente la tensione stabilizzata di 5 V.

Basetta stampata, dissipatore per TR2 e TR3, trasformatore d'alimentazione e ponte raddrizzatore possono essere sistemati in un elegante contenitore. Un'adeguata decorazione del pannello frontale (su cui può trovar posto anche un amperometro misuratore della corrente erogata) daranno alla realizzazione un aspetto professionale.

I generatori a filtro di segnali MF-TV

di G. BRAZIOLI

In questo articolo presentiamo i circuiti che consentono l'oscillazione dei filtri con ogni possibile informazione pratica. Non si tratta di «curiosità elettroniche» poiché generano segnali nell'esatto valore degli accordi di «media» che risultano preziosi nell'ambito del laboratorio, consentendo tarature perfette.

Da qualche anno sono apparsi sul mercato i cosiddetti «Filtri ceramici di media frequenza». Si tratta di dispositivi miniaturizzati che funzionano sul principio della risonanza piezoelettrica; non dissimili quindi dai filtri a quarzo che sino a pochi anni addietro trovavano l'applicazione solo nei ricevitori di tipo professional-militare.

Per richiamare il fenomeno, e non certo per aggiungere altra teoria a tutta quella già trattata da altri, diremo che questi filtri, idealmente dovrebbero «lasciar passare» solo i segnali che coincidono perfettamente con la risonanza «respingendo» o almeno attenuando grandissimamente gli altri.

In effetti, anche le ceramiche sintetiche hanno una certa «curva» di selettività, ma in ogni caso il «Q» ottenuto è enormemente più grande di quello che si può ricavare da un normale trasformatore di accoppiamento a due avvolgimenti, sia pure questo di elevatissima qualità. Quindi funzionano egregiamente, rappresentando uno dei tanti progressi compiuti dalla tecnica dei componenti.

Se l'adozione di questi dispositivi è avvenuta lentamente, il motivo è unicamente da ricercare nel costo iniziale, molto più gravoso del «solito» trasformatore di media frequenza. I «soliti» giapponesi, però, in breve hanno elaborato metodi industriali per la produzione in grandissima serie dei filtri, ed altrettanto in breve, da una quotazione che era nell'ordine di qualche migliaio di lire il prezzo è crollato a poche centinaia di lire. Di conseguenza i dispositivi hanno trovato pronta adozione prima nei radiotelefoni CB (anche poco costosi) poi, all'oggi, anche nei ricevitori comuni e nei

vari chassis TV, in questi ultimi, particolarmente nella sezione «suono» ove è usato l'IC modello TBA120.

Dopo queste elementare... «cenno storico-tecnico» (!!) sulla progressiva ed inarrestabile diffusione dei filtri ceramici, ricorderemo che sin dall'inizio, quando apparivano le prime «schede» per progettisti che li trattavano, esponendo curve e funzioni, vi furono moltissimi tecnici che prevedero la possibilità di impiegarli per ottenere degli oscillatori semplici e stabili, di particolare utilità per la taratura degli stadi di media frequenza.

Si vide anche qualche circuito, ma sfortunatamente si trattava più che altro di esercitazioni squisitamente teoriche; invece che valori si leggevano delle formule e non erano indicate tensioni, modelli di transistori e di filtri insomma il tutto si fermava all'informazione generica.

Abbiamo voluto riprendere il tema per riproporre nel modo più concreto pratico ed immediatamente fruibile i circuiti che oscillano con le ceramiche. Oggi che le dette costano così poco, indubbiamente, la loro utilità non può più essere messa in forse.



Inizieremo col dire che i filtri disponibili sono fondamentalmente di due tipi: per accoppiamento-interstadio e by-pass.

Nella figura 1/A, vediamo il normale impegno di ambedue, in un canale di media frequenza.

FL1, interstadio, generalmente non ha un verso di inserzione assoluto; ingresso ed uscita possono essere invertite senza che avvengano seri fenomeni di attenuazione. Anche FL2, filtro «by-pass», in molte esecuzioni non ha un lato «caldo» ed uno «di massa».

Vi è solo un tipo munito di tre piedini, due dei quali accostati, che appunto ha il «lato freddo» facente capo a questi due.

Comunque, dato che i by-pass sono più o meno utilizzabili come quarzi «qualsiasi», nei circuiti convenzionali per cristalli a frequenza piuttosto modesta, la nostra attenzione sarà più che altro puntata sugli altri, gli «interstadi» che con i loro tre attacchi possono ingenerare varie perplessità.

Di questi, i più facilmente reperibili risuonano su 455 kHz; 467 kHz; 5,5 MHz e 10,7 MHz. Sembra che in Giappone sia reperibile anche un mo-

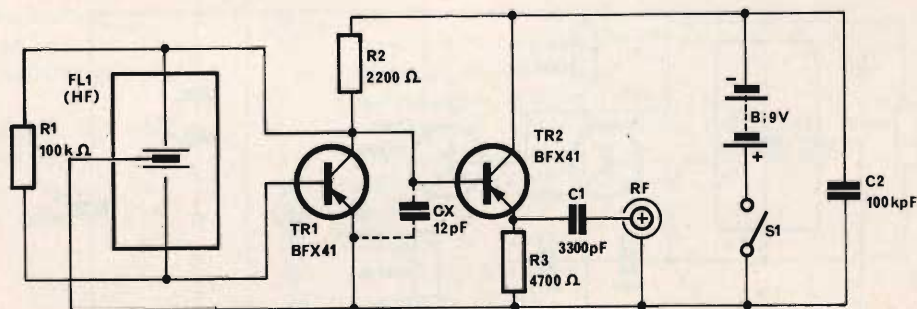


Fig. 1 - Circuito dell'oscillatore con filtro per frequenze più elevate.

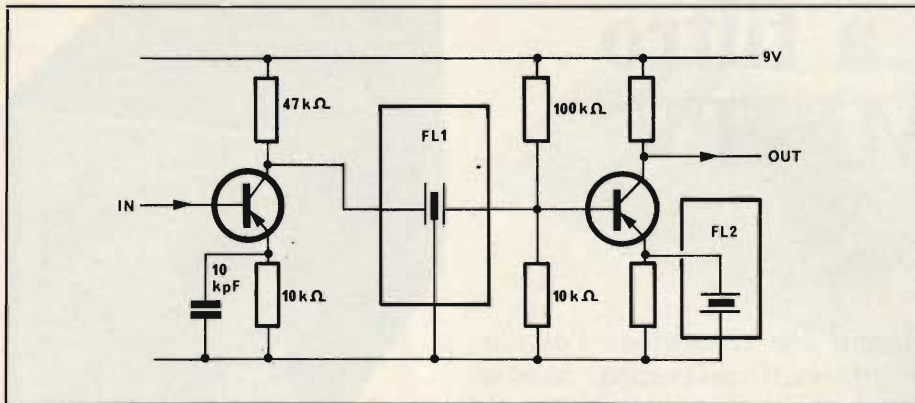


Fig. 1-A - Circuito tipico d'impiego di un filtro ceramico accoppiatore (FL1) e by-pass (FL2).

dello della KCK a 85 kHz per circuiti di terza conversione, ma in Italia, questi elementi non si sono mai visti.

Si usa identificare, negli schemi FL1 (oppure FL2, FL3 etc) - BF - i filtri che risuonano a poche centinaia di kHz, ed «FL1-HF» quelli accordati a 5,5 oppure 10,7 MHz

Anche se il circuito adatto a far oscillare **qualunque** interstadio è praticamente eguale, di base, qualche adattamento passando dal campo «HF» a quello «LF» vi deve essere.

Vediamo la figura 1. Qui, come si nota, la ceramica è inserita tra il collettore e la base di un transistor BFX41. La presa centrale, di massa, è appunto collegata al positivo generale che funge da ritorno comune dato che i transistori sono PNP. Si ha così la rotazione di fase adatta a generare l'innesco nello stadio TR1; però questo deve essere polarizzato per poter funzionare, ed in tutta evidenza la polarizzazione non può passare attraverso al cristallo che elettricamente risulta nè più nè meno che un isolante: **elettricamente**, ovvero come visto dal profilo **statico**. In questo circuito, il partitore usualmente adottato in altri oscillatori ha dato risultati non buoni, probabilmente a causa di un certo disadattamento nell'impedenza, quindi

dopo qualche tentativo sperimentale, si sono verificate le migliori caratteristiche di facilità di innesco e stabilità nel tempo collegando la R1 come si vede, dal collettore alla base.

Una figurazione piuttosto singolare, negli oscillatori RF, ma in questo caso ottima, se non appunto l'unica che consente un funzionamento con prestazioni rilevanti.

Il transistor oscillatore non impiega alcuna impedenza o altro genere di avvolgimento; così non è accoppiato capacitivamente allo stadio di separazione (TR2) che segue. La R2 funge da carico per il TR1 e da elemento di polarizzazione per il TR2.

L'ultimo detto opera a collettore comune, ed è uno stadio convenzionalissimo: R3 è il carico di uscita, C1, il condensatore di trasferimento.

Se come FL1 si impiega un filtro di trasferimento (o by-pass) da 5,5 MHz, oppure 10,7 MHz, l'uscita dovrebbe avere un valore efficace pari a circa 5 Vpp, il valore preciso, dipendendo appunto dal filtro singolo, e dalle tolleranze delle varie parti.

Se realizzato l'apparecchio si nota che la Vpp di uscita è di gran lunga inferiore al detto, il rendimento può essere intensificato con l'inserimento del CX da 10 oppure 12 pF. E' da notare

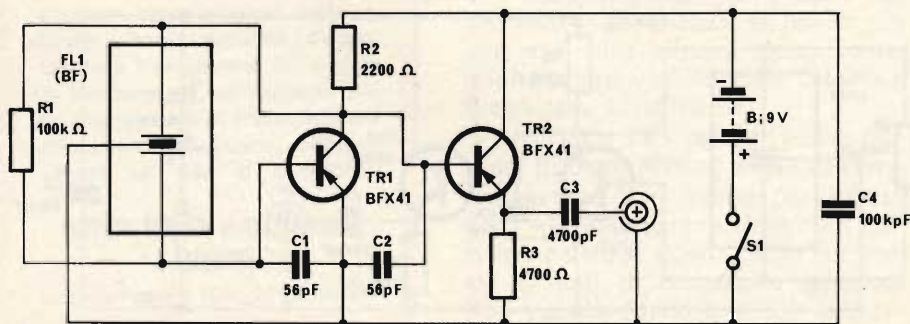


Fig. 2 - Circuito dell'oscillatore con filtro per frequenze più basse.

che, nel caso tutto operi regolarmente, l'aggiunta del CX produce il risultato contrario; diminuisce il valore. Si tratta quindi di una parte da aggiungere **verificata la ragione**.

C2 è un consueto «crossing» per la VB, che aumenta la stabilità. La tensione non è molto critica; se tutto è normale, l'oscillatore innesca con circa 7,5 V ed accresce la tensione di uscita sino ad 11-12 V; di poi, mentre TR1 esce dal punto di lavoro previsto si ha il disinnesco immediato. Niente più segnale all'uscita.

Conviene quindi impiegare una tensione VB intermedia, come 9 V, e considerato che il complesso assorbe meno di 10 mA, per l'alimentazione può bastare una pila di tipo tradizionale, per radioline.

Quello che abbiamo visto è già un ottimo generatore, stabilissimo per ciò che riguarda la temperatura, utile per regolare i trasformatori di media frequenza «filari» che continuano ad essere diffusissimi.

Ma per i filtri più «bassi» che consentono di realizzare generatori altrettanto utili, quali modifiche servono, rispetto allo schema di base? Poche: in un primo momento pareva indispensabile una impedenza RF da 1 mH in serie al collettore del TR1, poi successive prove, e svariati tentativi hanno portato allo schema di figura 2, che funziona senza alcun avvolgimento più o meno critico, come il precedente, e con soli due condensatori «in più»: C1 e C2. I detti esaltano la reazione, sulle frequenze più basse, e consentono un funzionamento stabile, efficiente. Nessuno dei due schemi dà prestazioni degne di nota, se è impiegato con il filtro «disadatto» (il circuito per frequenze basse di figura 2 con il filtro di figura 1 e viceversa) quindi, occorre una realizzazione divisa o una commutazione che trasformi un circuito nell'altro, commutando nel contempo anche il filtro se si vuole ottenere un generatore di segnali pluribanda; veda il lettore, in tal senso; e valuti la convenienza delle soluzioni.

IL MONTAGGIO

Nelle fotografie del testo si può osservare la soluzione costruttiva tipica; completamente autonoma, ragionevolmente compatta, con la pila entrocontenuta.

Per le connessioni, sebbene sia possibile impiegare anche una basetta Montaprint o simili, si è preferito il

circuito stampato classico, secondo la pianta delle connessioni mostrata nella figura 4. La medesima è utilizzabile anche per lo schema di figura 2, semplicemente aggiungendo i due condensatori in più tra una pista e l'altra.

Il contenitore è metallico, come dovrebbe sempre essere quello di qualunque generatore di segnali per evitare interferenze da parte di campi elettromagnetici esterni. Poiché tutto quel che deve essere disponibile all'esterno è il jack HF oppure BNC di uscita, e l'interruttore, per la scatola vi sono soluzioni di ogni genere: può essere accettabile una forma parallelepipedica con interruttore e bocchettone su di un lato piccolo o sul fronte, più ampio, può essere impiegata una di quelle scatoline (assai eleganti) Teko/GBC a forma di cuneo se viste nel profilo, con la copertura azzurra, o ogni altra che si voglia, che si abbia già o eventualmente (per chi possiede una piegatrice) si possa costruire.

Il pannello stampato può misurare da 55 per 45 mm a 45 per 35 mm, raggruppando le parti (nel prototipo si è scelta la disposizione più «spaziata»). Le connessioni del filtro ceramico sono mostrate nella figura 3, con riferimento ai modelli più diffusi. Gli altri filtri non hanno reofori molto dissimili.

Un pregiudizio che (chissà perché?) si è diffuso rapidamente, è che questi componenti non sopportino il calore della saldatura, da farsi, di conseguenza rapidissimamente. E' vero il contrario; certo non si può impiegare una fiaccola da lamiera per il cablaggio, ma forse, prima di rovinare un filtro col saldatore, è probabile che si possa danneggiare ogni altro pezzo. I filtri sono certo meno delicati dei transistori, dei diodi, dei condensatori elet-

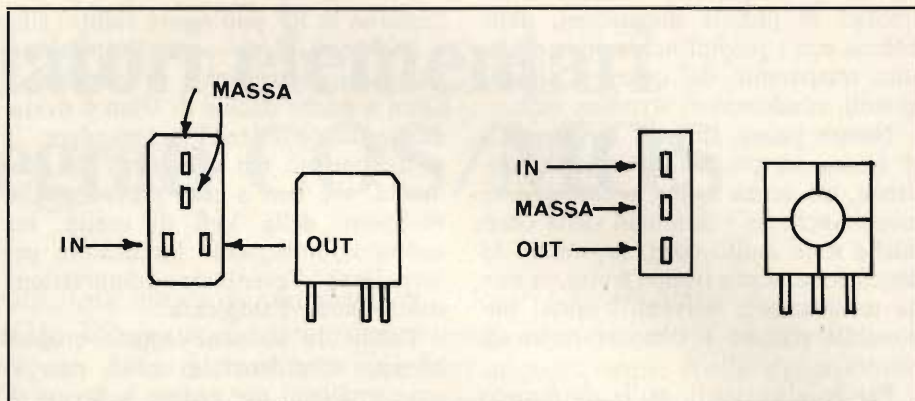


Fig. 3 - I due filtri ceramici più diffusi e facilmente reperibili. A sinistra il tipo Murata SFC. A destra il tipo Kern KFZ.

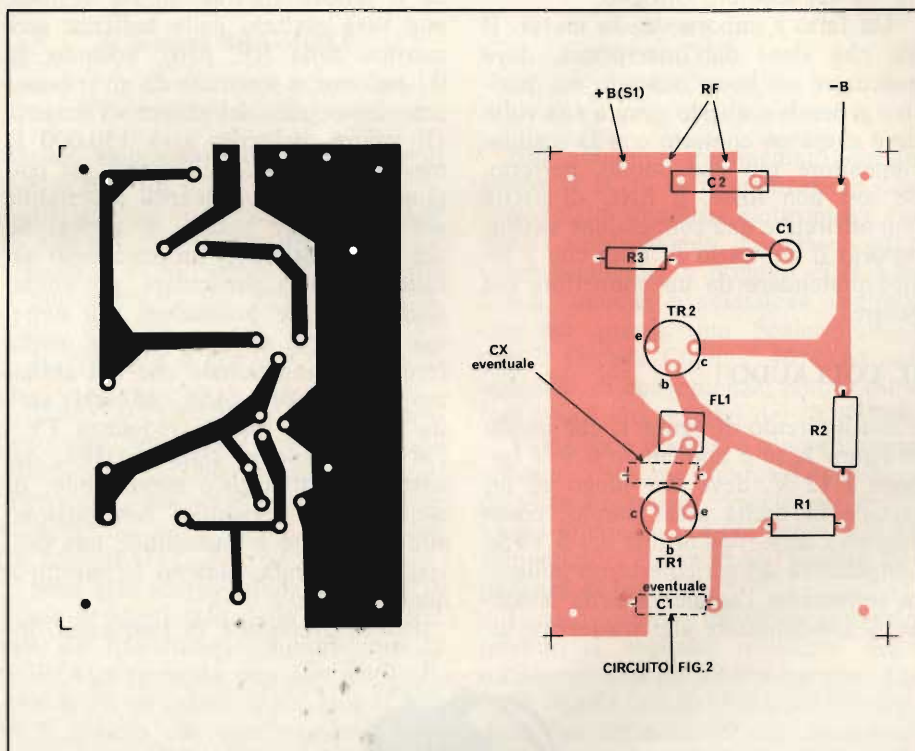


Fig. 4 - Pianta del circuito stampato (secondo la figura 1, per la figura 2 si vedano le note esterne al pannello).

I MATERIALI

Figura 1

- B : pila da 9 V per ricevitori miniaturizzati
- C1 : condensatore ceramico da 3300 pF
- C2 : condensatore a film plastico da 100.000 pF
- CX : si veda il testo
- FL1 : filtro ceramico Murata da 5,5 oppure 10,7 MHz
- R1 : resistore da 100.000 Ω - 1/2 W - 5%
- R2 : resistore da 2200 Ω - 1/2 W - 5%
- R3 : resistore da 4700 Ω - 1/2 W - 5%
- S1 : interruttore unipolare
- TR1 : transistore BFX41
- TR2 : eguale al TR1

Figura 2

- B : pila da 9 V per ricevitori miniaturizzati
- C1 : condensatore ceramico Pin-Up da 56 pF
- C2 : eguale al precedente
- C3 : condensatore ceramico da 4700 pF
- C4 : condensatore a film plastico da 100.000 pF
- FL1 : filtro ceramico Murata a 455, oppure 467 kHz
- R1 : resistore da 100.00 Ω - 1/2 W - 5%
- R2 : resistore da 2200 Ω - 1/2 W - 5%
- R3 : resistore da 4700 Ω - 1/2 W - 5%
- S1 : interruttore unipolare
- TR1 : transistore BFX41
- TR2 : eguale al TR1

trolitici di piccole dimensioni, delle bobine con i piedini nel supporto plastico trasparente, dei quarzi a fili stagabili, condensatori styroflex etc!

Niente paura, quindi: ovviamente, si agisca sempre con una certa prudenza, ma senza troppi o eccessivi timori. Anche se i terminali delle ceramiche sono molto corti, lavorando in distensione, senza troppa fretta, in modo tecnicamente corretto è quasi impossibile portare il tutto al punto di rottura.

Per le altre parti, nulla di nuovo: gli spaziatori che si vedono nelle foto, sotto ai transistor, sono stati aggiunti come misura prudenziale senza che ve ne sia un assoluto bisogno.

Un fatto è importante: la massa. Il filo che viene dall'interruttore, deve assicurare un buon contatto col positivo generale e questo deve a sua volta avere un contatto con la scatola-contenitore più che buono, perfetto. Se così non fosse, il BNC di uscita non offrirebbe una connessione sicura: proprio il contrario di quel che è logico pretendere da un connettore del genere.

IL COLLAUDO

Sia il circuito di figura 1, che quello di figura 2, se è alimentato a 9 V oppure a 12 V, deve dar luogo ad un segnale in uscita assai ampio; come abbiamo detto, dell'ordine dei 5 V. Se l'impedenza del carico esterno influenza seriamente l'ampiezza della tensione, il condensatore che trasferisce al-

l'esterno la RF può essere ridotto sino a 1000 pF. Una certa fluttuazione, passando da centinaia di migliaia di Ohm a poche decine di Ohm è ovviamente da considerare e prevedere; la si ha persino nei generatori di gran marca, che non a caso prevedono un voltmetro della Veff di uscita, ma appunto, impiegando l'indicatore per correggere l'eventuale compressione controllando l'ampiezza.

Poiché la tensione-segnale erogata ha una considerevole entità, non vi sono problemi per vedere la forma d'onda anche con un oscilloscopio di modeste prestazioni, del genere con il canale verticale a -3 dB sui 10 MHz. Se il lettore effettua questa verifica, non sarà esaltato dalla bellezza geometrica della RF, però, volendo, la R1 può essere sostituita da un trimmer potenziometrico del genere «Trimpot» (il valore, nel caso sarà 150.000 Ω massimi) e regolando questo, si può giungere ad una linearità accettabile per qualunque genere di prova. Se noi imponessimo o proponessimo un filtro ceramico particolare, potremmo anche indicare prestazioni più nette, ma, sia che si adotti il tipo da media frequenza tradizionale che noi abbiamo definito «BF» (455 - 467 kHz etc) sia il tipo per media frequenza TV - FM che abbiamo siglato «HF», nei nostri schemi tutto è ammissibile; di conseguenza, i risultati non possono non mutare ed è impossibile una previsione accurata, almeno in merito a quanto detto

Per la precisione in frequenza, in-

vece, anche se non si conosce la tolleranza assicurata dal costruttore, è facile farsi un'idea.

E' inutile pensare che un filtro ceramico si accosti ad un campione da calibratore: fatalmente, avrà sempre un certo scarto; uno scarto abbastanza interessante sul piano assoluto, ma non su quello applicativo. Cosa intendiamo dire con ciò? Ecco qui: un cristallo che abbia una tolleranza dello 0,005% non è eccezionalmente preciso, non è indicato per le misure più stringenti. Molte ceramiche, invece, hanno l'importante tolleranza dello 0,01%. Quindi men che meno, si direbbe.

Consideriamo però cosa avviene quando il riparatore regola il suo generatore di segnali modulato o non, per prepararsi alla taratura dei trasformatori di media frequenza. Ponendo che la scala di questo sia normale, convenzionale, e non di uno strumento **da ricerca** che non rientra nella normale dotazione, un kHz occuperà circa 1 mm, generalmente meno, e sarà praticamente impossibile effettuare l'accordo con una precisione migliore di 2 - 3 kHz. Come dire che vi sarà un errore dell'ordine dell'1,5 - 2% (appunto 2 - 3 kHz su poco meno di 500.000) tacitamente accettato.

Se poi lo strumento è molto invecchiato o ha una meccanica imprecisa, forse la taratura è più una **staratura**.

Comunque, anche assumendo che sia possibile regolare la scala di un generatore convenzionale per lo scarto (invero minimo) dell'1%, è inutile fare il paragone anche con un filtro «cattivo». Mal che vada, questo assicurerà sempre un segnale **cento** volte più preciso; il dato dice da solo ciò che vi è da specificare.

Comunque, escludendo marche un pochino ignote e misteriose, questi apparecchietti risulteranno degli ottimi ... «campioncini» di frequenza. Una nota per gli ingenui.

Vi è certo chi legge e dice: «Ma come si esegue la taratura, non essendo modulato il segnale? Io sono abituato a «regolare per il massimo fischio» e...»

Chi regola per il massimo fischio, sovente finisce a regolare per il minimo fumo; comunque, ecco qui: si collega il tester al rivelatore e si tara per la massima tensione, almeno nell'AM. Chi usa rifare la taratura degli FM, almeno ce lo auguriamo, non ha certo la necessità di leggere consigli del genere; per cui, larga la foglia, stretta la via...

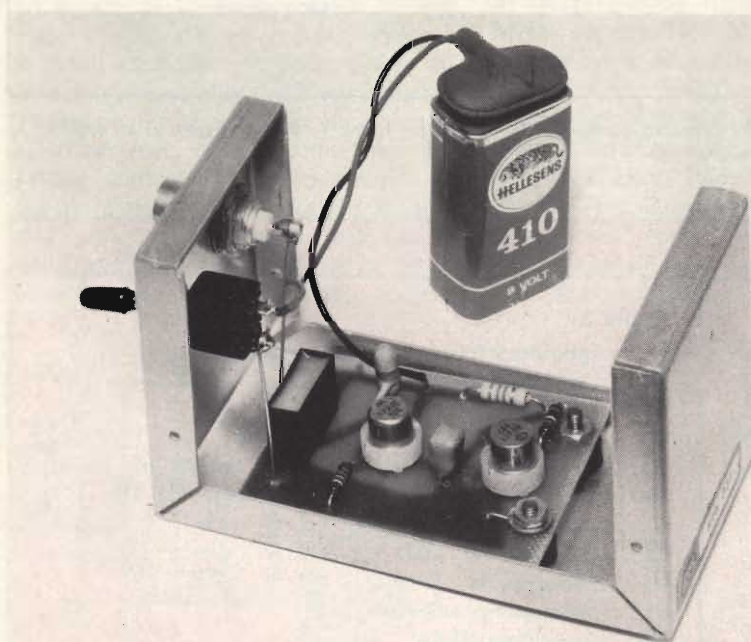


Fig. 5 - Vista interna del prototipo del generatore a realizzazione ultimata.

Oscillatori elementari con integrati COS/MOS

Di recente è apparsa sul mercato, una nuova generazione di IC logici, che il tecnico non può ignorare: si tratta dei COSMOS; integrati che fanno largo uso di elementi attivi ad effetto di campo: «MOS». Questi integrati sono decisamente superiori ai precedenti. Nella descrizione che segue vedremo alcuni impieghi elementari di questi brillanti dispositivi, con il commento di taluni dei loro vantaggi principali.

di Gianni BRAZIOLI

Se per mala ventura, ad uno dei nostri amici capitasse uno di quegli incidenti che ormai hanno una casistica abbastanza fornita nell'arte medica, ovvero, in seguito ad uno shock «duro» gli accadesse di vivere una vita artificiale, basata sulle macchine, per anni, poi di riaversi d'improvviso (facciamo pure tutti i possibili scongiuri), certo prendendo in mano per la prima volta una rivista tecnica, avrebbe di che meravigliarsi.

Forse non comprenderebbe molto. Infatti, l'evoluzione dei semiconduttori si è fatta frenetica: ha un andamento esponenziale, nei confronti del tempo. Solo tre anni addietro la maggioranza dei Computer era basata su «logiche» DTL ed oggi, mentre imperano i TTL, ed i diode-transistor sono decisamente obsoleti, già appaiono all'orizzonte i COSMOS, che tra breve avranno resi obsoleti a loro volta i vari 7400, 7404, 7490, 74141 che oggi ci sembrano così «moderni».

COSMOS? No, non si tratta dell'omonima squadra di calcio americana che impiega Pelé, e che all'attuale collezione solo modeste o brutte figure, ma di una nuovissima «famiglia» IC, che impiega elementi MOSFET in gran copia, al posto dei bipolari, e che da questa differenza, con le relative implicazioni ed elaborazioni trae vantaggi inauditi, nel campo.

Quali?

Prima di tutto, i moduli hanno una alta impedenza di ingresso, ma a questa si associa una elevatissima immunità al rumore (45% della tensione di alimentazione!). La V_{dd} , appunto la tensione di alimentazione, non è poi rigidamente fissata a 5,5 V; ma può

variare ampiamente da un minimo di 3 V a ben 15 V.

La velocità di commutazione è molto elevata, quindi non vi è alcun sacrificio in questo senso: di base simile a quella offerta dai TTL, in certi sistemi, migliore.

Il «fanout» è grande: maggiore di 50.

Infine, i COSMOS non rappresentano una categoria «a sé» di IC che pretende di escludere tutti gli esempi precedenti, ma anzi è perfettamente compatibile con i TTL e persino con gli anziani DTL.

Sino allo scorso anno, i COSMOS erano prodotti solo dalla R.C.A. oltre che da licenziatarie minori; ora la SGS/Ates presenta una sua ampia linea di IC di questo tipo, quindi non vi è dubbio che non passerà molto tempo prima che la maggioranza di apparecchiature sia professionali che amatoriali progettate in Italia li impieghino intensivamente.

Noi abbiamo sperimentato questo genere di IC in varie applicazioni, che vanno dalla «Batteria elettronica» (in questa impiegavamo dei Gates 4011 come oscillatori a doppio «T») alla logica comune, o «classica» (pubblicheremo presto uno Scaler-divisore con il Decade Counter 4017/A), ed abbiamo, di conseguenza, potuto valutare i vari lati positivi dei COSMOS.

Ve ne sono diversi, e concreti, come abbiamo visto, ma uno forse non emerge immediatamente, specie per chi è «logic minded», per chi pensa solo ai commutatori elaborati, è l'elevata impedenza di ingresso.

Questo fattore è di molto interesse quando si vogliono realizzare degli oscillatori R/C di qualsiasi genere. Infatti, specie se si vogliono ottenere delle frequenze basse, non occorrono più condensatori dalla capacità importante, quindi si possono evitare gli elettrolitici nelle reti di sfasamento. Evitare gli elettrolitici, non vuol dire

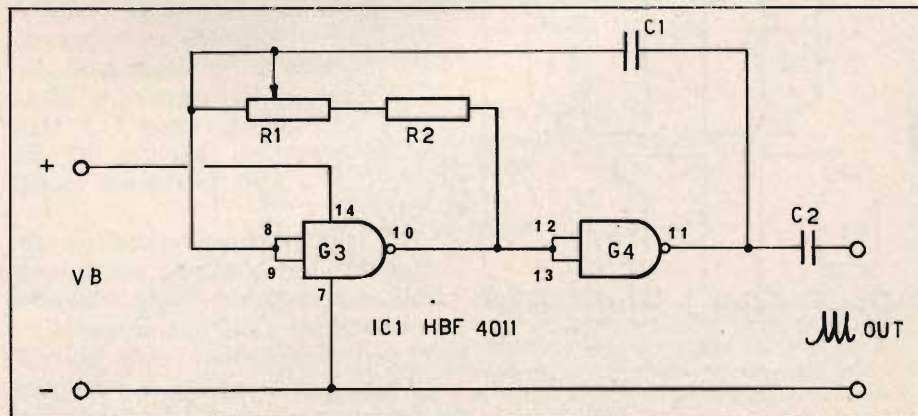


Fig. 1 - Generatore «astabile» COSMOS.

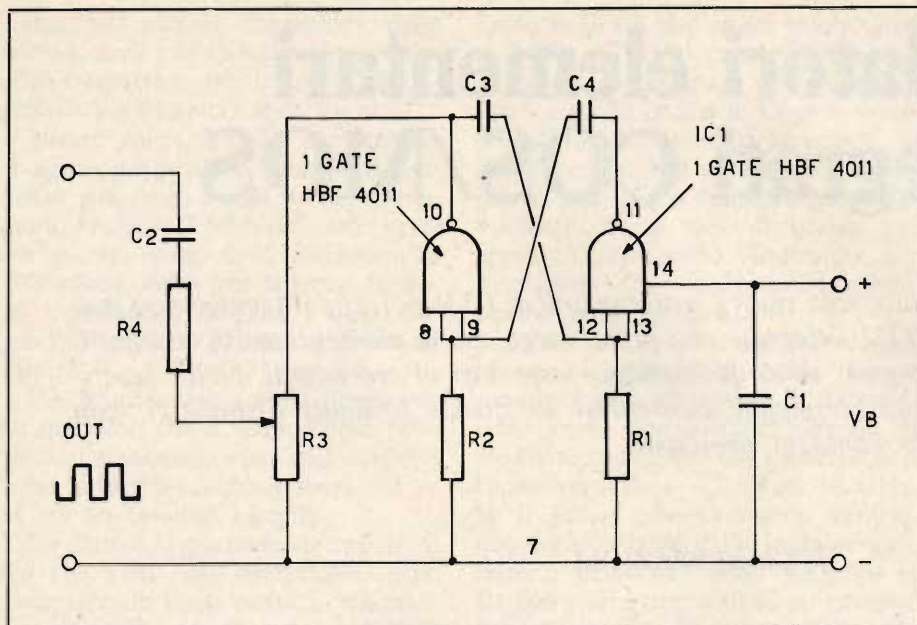


Fig. 2 - Multivibratore astabile COSMOS.

«solo» risparmiare nei costi, ma togliere di mezzo degli elementi **grandemente imprecisi nel valore**, dalla durata prevedibilmente modesta, e sovente viziati da rilevanti perdite interne.

Per chi è interessato a questo genere di circuito, esporremo qui brevemente tre esempi tipici **ma pratici**, abbondantemente collaudati in tutte le possibili elaborazioni.

Il primo, figura 1, è un semplice generatore di impulsi eccezionalmente semplice. Impiega due Gates dell'IC modello HBF4011 «Quad - 2 - input NAND Gate», ovvero **Quadruplo Gate NAND a due ingressi**.

Nel dispositivo raffigurato si usano due dei quattro Gate, e questi danno sia lo sfasamento necessario per creare

l'oscillazione che il guadagno per sostenerla.

Regolando verso il massimo la resistenza di R1, questa specie di multivibratore genera un segnale audio che vale poche centinaia di Hz, mentre al minimo la frequenza sale verso i 2.000 Hz.

«Beh, nulla di eccezionale, davvero — dirà qualche lettore — anche con un 7400 o simili si poteva fare altrettanto!». Che lo si potesse fare è indubbio, ma è altrettanto vero che C1 avrebbe dovuto essere molto **più grande per la medesima gamma di valori**, il che serve come dimostrazione di quanto detto in precedenza.

Tra l'altro, poiché i COSMOS hanno una frequenza di taglio «pratica» più elevata di qualunque altra serie corrente di IC logici (se si accettano modelli speciali e molto costosi come certi ECL e simili) i generatori impulsivi realizzati con essi possono giungere molto «in alto» senza eccessive complicazioni circuitali e con una elevata sicurezza di funzionamento.

Ad esempio il generatore in esame «sale» agevolmente verso i 2 MHz con un opportuno rapporto RC, che vale: $T = 2,5 R_t$ (resistenza totale) C_t —

Un multivibratore «classico» che eroga una forma d'onda molto squadrata, e può servire come strumento da laboratorio (iniettore di segnali) o per altri usi è riportato nella figura 2.

Anche questo impiega due dei quattro gates compresi nel CD4011AE, oppure nell'equivalente HBF4011A.

Il segnale presente all'uscita ha una frequenza fondamentale di 500 Hz, ma le armoniche giungono abbastanza in alto per generare delle barre nel «raster» di un televisore, se si collega l'uscita al primo canale di media frequenza e si porta al massimo il controllo di guadagno R3; quindi a circa 40 MHz, sono ancora abbastanza intense!

L'alimentazione del multivibratore può salire da circa 4 V (valore di tensione al quale si ottiene l'innesco) a circa 15 V, quindi, per l'alimentazione non vi sono davvero problemi. Chi ha lavorato a lungo con i «TTL» rammenta di certo come è facile romperli o danneggiarli quando la tensione VB supera di poco il limite massimo specificato in 5 - 5,75 V a seconda delle marche, quindi la ... «elasticità» detta può rappresentare motivo di sorpresa, **ma è il progresso** che agevola le cose! Altra «novità» per circuiti del genere è il valore di C3 e C4, inusitatamente basso con R1 ed R2 elevatissime, ma appunto questo «capovolgimento» nei fattori rende i COSMOS tanto pratici, infatti (dobbiamo forse rammentarlo?) un resistore da 1.000 Ohm o da 10 Mega Ohm ha lo stesso ingombro ed il medesimo costo, se ha una potenza eguale; mentre un condensatore da 220 pF, costa molto meno di uno da 220.000, ed è assai più piccolo **anche se ha la medesima tensione di lavoro**.

Per finire con questa esemplificazione, nella figura 4 presentiamo un oscillatore **sinusoidale** a sfasamento, che impiega **un solo Gate** dell'IC segnalato.

La rotazione di fase si ha tramite C4/R5 - C2/R4 mentre R2 ed R3 polarizzano l'ingresso per ottenere il massimo guadagno.

In genere, gli oscillatori di questa specie impieganti IC «logici» erogano un segnale distorto, «**ricco di overshoot**» (per così dire) e addirittura presentano una sorta di distorsione sul piano orizzontale o «X».

Questo circuito, è la tipica eccezione, ottenuta tramite nuove prestazioni. Regolando R1 (non importa se la tensione «VB» basilarmente muta da 7 a 15 V) si può ottenere un punto di innesco non troppo spinto che dà luogo ad un segnale **assolutamente lineare**.

Possiamo fornire questa assicurazione, perché il nostro «breadboard» (o montaggio «supersperimentale») l'abbiamo controllato impiegando l'oscilloscopio Dumont 304-AR/70 serial, che, modestamente, è usato an-

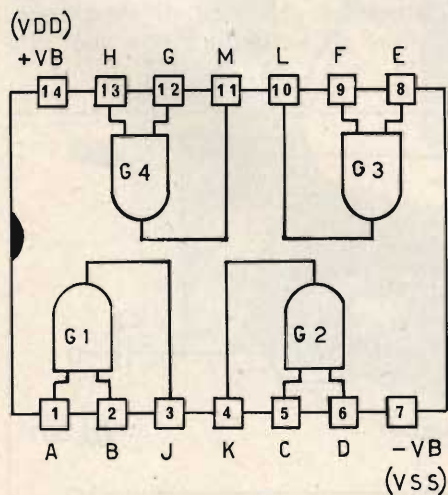


Fig. 3 - HBF 4011: connessioni.

che dai tecnici della R.A.I. per analizzare minuziosamente i segnali a frequenza bassa, e la sinusoide appare assolutamente stabile e priva di una qualsiasi pecca. Certamente, se l'oscillazione è «forzata» impiegando una tensione eccessiva, appaiono le solite squadrature ed i noti «scalini», ma se la regolazione è buona, lo è anche il segnale ricavato.

Ora, poiché un HBF4011 comprende **quattro Gates**, come si è detto si vede che basta un solo IC per realizzare un generatore di quattro segnali a forma di sinusoide; si possono ottenere quattro note, oppure un quadruplo diapason o una interessante «base» per strumenti musicali elettronici; dalla già evocata batteria munita di «clock» M252 al carillon, o altri.

Il montaggio dei generatori sin qui descritti non presenta la benché minima criticità; certo non si possono «sparpagliare i fili per il tavolo» altrimenti l'IC **ronza**. Non per nulla, ha gli ingressi ad alta impedenza!

I dispositivi MOS hanno la triste fama di andare fuori uso «a guardarli», vuoi per un minimo surriscaldamento o una leggera sovratensione. In verità, questa nomea, se l'erano guadagnata con i primi transistori dal Gate non protetto, ma da allora, l'elettronica dei semiconduttori ha fatto passi da gigante, e può garantire la «robustezza» di qualunque field-effect. Comunque, sistemi MOS piuttosto complessi come quelli che costituisco-

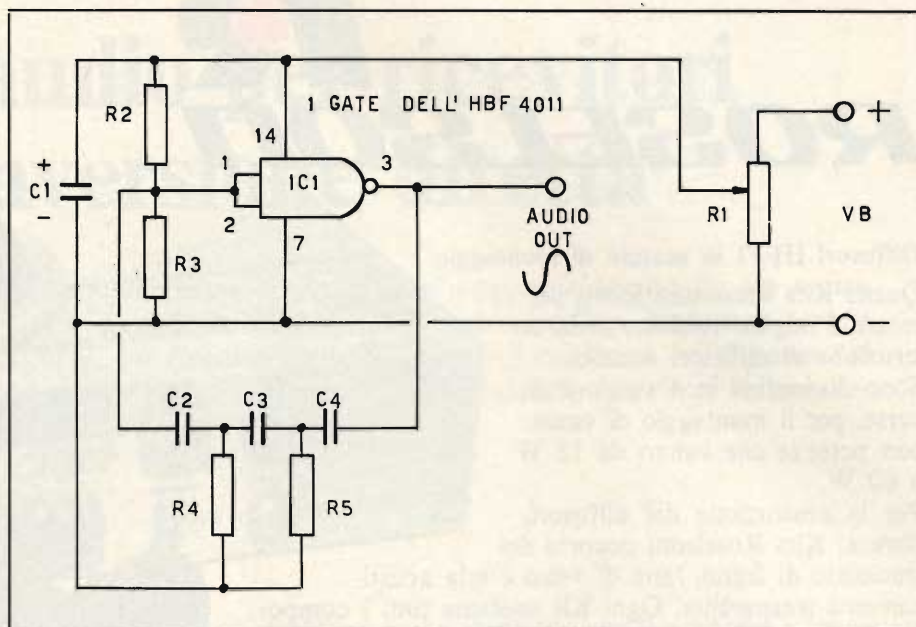


Fig. 4 - Generatore sinusoidale COSMOS a rete di sfasamento.

no la serie (appunto) COSMOS, possono dare spiacevoli sorprese se sono bistrattati. Quindi, anche se i loro costruttori non **prescrivono** nulla, in merito, sarà certo bene far sempre uso

di uno zoccolo, per evitare rischi e fastidi.

D'altronde, oggi, uno zoccolo «dual in line» a quattordici piedini ha un costo di nessuna importanza.

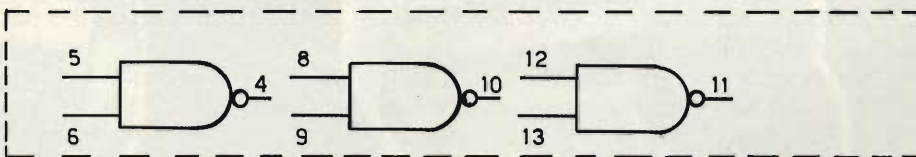


Fig. 4-A - Gli altri tre gates qui indicati possono servire per realizzare altrettanti oscillatori per altre funzioni.

I MATERIALI

Circuito di figura 1

C1 : condensatore ceramico da 1.000 pF *

C2 : condensatore a film plastico da 100.00 pF

IC1 : CD4011AE oppure HBF4011/A

R1 : potenziometro lineare da 150.000 Ω

R2 : resistore da 4700 Ω, 1/2 W, 10%

* Il valore esatto dipende dalla gamma di frequenza desiderata, e comunque può andare da 100 pF a 1 μF

Circuito di figura 2

C1 : condensatore elettrolitico da 50 μF/15 VL

C2 : condensatore ceramico da 1000 pF

C3 : condensatore ceramico da 220 pF *

C4 : eguale al C3 *

IC1 : CD4011AE, oppure HBF4011/A

R1 : resistore da 10 MΩ, 1/2 W, 10%

R2 : eguale ad R1 *

R3 : potenziometro lineare da 47.000 Ω

R4 : resistore da 270.000 Ω, 1/2 W, 10%

* I valori dipendono dalla frequenza che si desidera ottenere.

Circuito di figura 3

C1 : condensatore elettrolitico da 50 μF/15 VL

C2 : condensatore ceramico da 3300 pF *

C3 : eguale al C2 *

C4 : eguale al C2 *

IC1 : CD4011AE oppure HBF4011/A

R1 : trimmer potenziometrico lineare da 4700 Ω

R2 : resistore da 180.000 Ω, 1/2 W, 10% *

R3 : eguale ad R2 *

R4 : resistore da 180.000 Ω, 1/2 W, 10% *

R5 : eguale ad R4 *

* I valori dipendono dalla frequenza che si desidera ottenere, e per i resistori possono variare tra 100.000 Ω ed 1 MΩ. I condensatori invece possono essere variati tra 470 pF e 470.000 pF. Combinando opportunamente il rapporto R/C, la frequenza può essere scelta in una gamma estremamente ampia: da 0,1 Hz ad oltre 100 kHz!

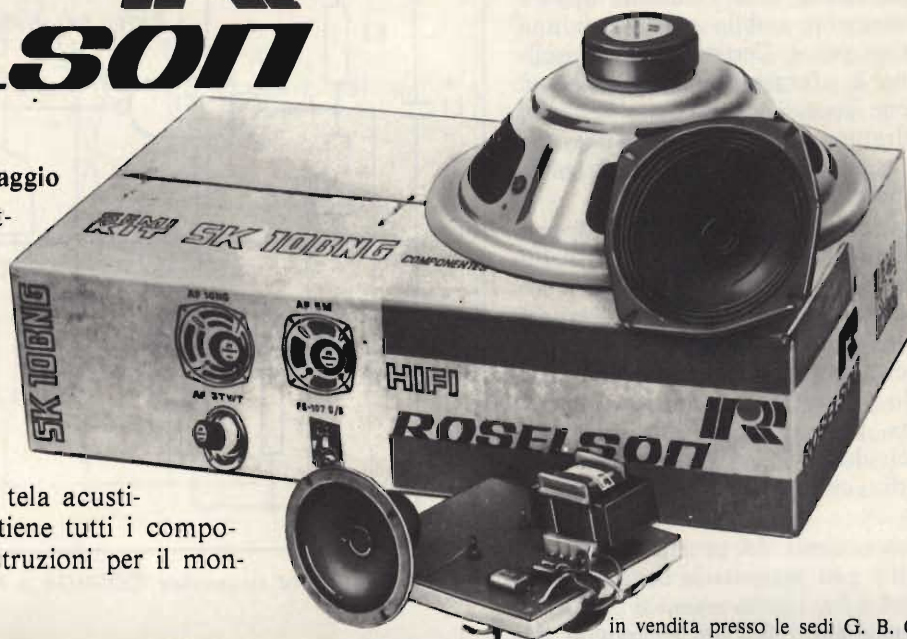
IR ROSELSON

Diffusori HI-FI in scatola di montaggio

Questi Kits sono stati ideati per ottenere il miglior risultato nella costruzione di diffusori acustici.

Sono disponibili in 4 versioni diverse, per il montaggio di casse con potenze che vanno da 15 W a 60 W.

Per la costruzione dei diffusori, oltre ai Kits Roselson, occorre del truciolato di legno, lana di vetro e tela acusticamente trasparente. Ogni Kit contiene tutti i componenti elettronici e un manuale di istruzioni per il montaggio.



in vendita presso le sedi G. B. C.



SK 6BNG

Kit a 2 vie composto da 1 filtro crossover, 1 mid-range e 1 tweeter
Ha una risposta di frequenza da 50 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 25 W musicali; l'impedenza è di 8 Ω

AD/1772-00



SK 5BNG

Kit a 2 vie composto da 1 mid-range e 1 tweeter
Ha una risposta di frequenza da 60 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 15 W musicali; l'impedenza è di 8 Ω

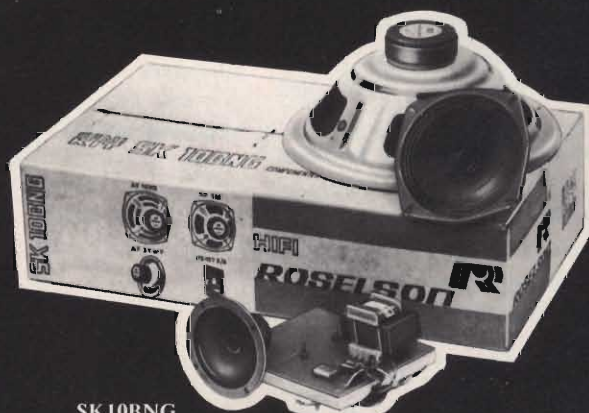
AD/1770-00



SK 12BNG

Kit a 3 vie composto da 1 filtro crossover, 1 woofer, 2 mid-range, e 2 tweeters
Ha una risposta di frequenza da 30 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 60W; l'impedenza è di 8 Ω

AD/1780-00



SK 10BNG

Kit a 3 vie composto da 1 filtro crossover, 1 woofer, 1 mid-range e 1 tweeter
Ha una risposta di frequenza da 35 a 20.000 Hz e sopporta una potenza max di 35 W musicali; l'impedenza è di 8 Ω

AD/1776-00

Filtro audio per ricevitori a conversione diretta

L'articolo è dedicato a quegli sperimentatori ed innovatori che considerano da un punto di vista strettamente professionale il funzionamento della supereterodina. Non sono forniti gli schemi e i dettagli costruttivi di un ricevitore rivale, ma — al contrario — si parte dal presupposto che il Lettore abbia una certa esperienza nei cosiddetti ricevitori a conversione diretta.

a cura di LUBI

E sprimendoci in termini più specifici, diremo che una parte molto importante del circuito di questo tipo di ricevitore è il filtro audio passa-basso. Coloro che hanno familiarità con questi ricevitori sanno che il filtro audio è il cuore della nuova tecnica di demodulazione. Esso infatti, quasi certamente, costringe il costruttore di un ricevitore di questo genere ad assicurarsi che le sue prestazioni non siano limitate dalla presenza di un filtro con caratteristiche inadeguate.

E' opinione dell'Autore dell'articolo originale, pubblicato dall'Edizione americana di «CQ», che i filtri generalmente descritti per questi ricevitori tendono — allo scopo di consentire un sia pur minimo risparmio — a funzionare soltanto in modo marginale.

Un simile ripiego compromette le prestazioni dell'intero ricevitore, come accadrebbe se il circuito fosse progettato con un numero insufficiente di componenti, o con scarsa amplificazione, o ancora con minima selettività, ecc.

A causa della relativa assenza di rumori parassiti, la tecnica della supereterodina, agli effetti della ricezione delle onde radio, ha per molto tempo mantenuto l'assoluta preferenza su qualsiasi altro tipo di circuito. Tuttavia,

dobbiamo anche ammettere che il ricevitore a conversione diretta è stato escogitato molto ma molto tempo fa.

Infatti, per chi conosce lo sviluppo cronologico della radiotecnica, i circuiti del tipo «sincrodine» e «omodine» e gli oscillatori ad auto-sincronizzazione non sono affatto nuovi, sebbene la tecnica della conversione diretta sia stata sfruttata a lungo per realizzare gli impianti telefonici a frequenza portante.

Oltre a ciò, un ricevitore di tipo rigenerativo, sintonizzato fino a neutralizzare il battimento della portante di un segnale a modulazione di ampiezza, può funzionare in modo molto analogo a quello col quale funziona un ricevitore del tipo a conversione diretta. Quindi, per quale motivo non dovremmo rivelare un certo entusiasmo nei confronti di un altro tentativo di risuscitare un'idea che non è poi del tutto nuova?

La figura 1 rappresenta lo schema a blocchi semplificato di un ricevitore a conversione diretta. Per il purista matematico, questa tecnica si basa sul principio fondamentale della supereterodina. Come in essa — infatti — viene scelto uno dei prodotti eterodinati, mentre l'altro viene rifiutato. La sola differenza, agli effetti del ricevitore a

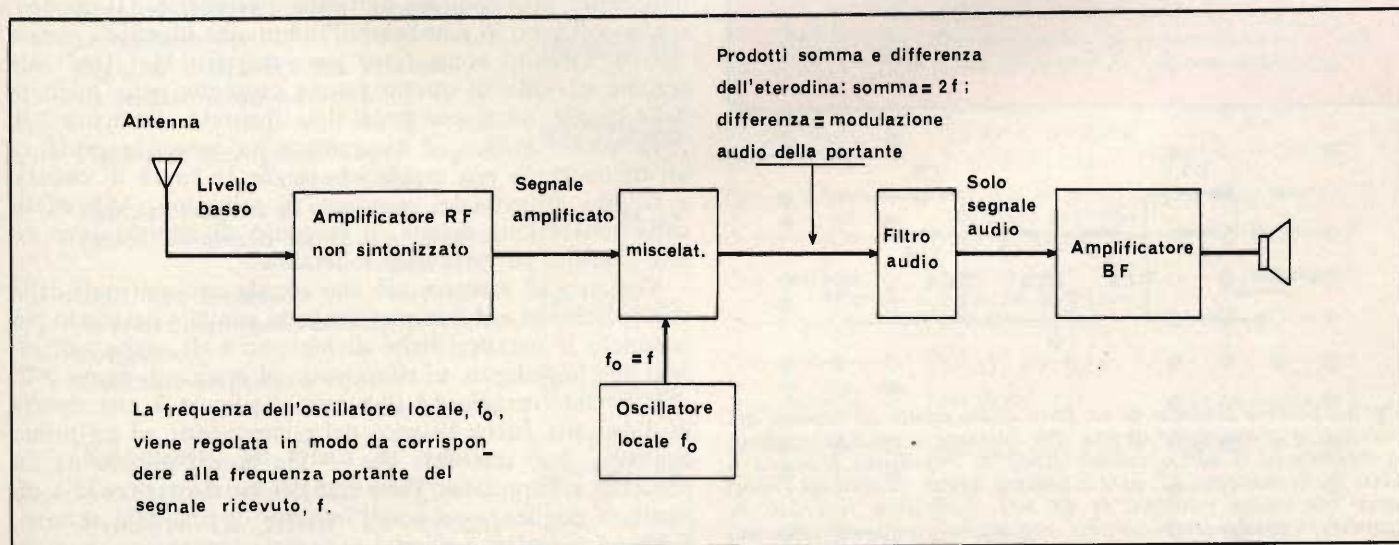


Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore a conversione diretta. In questo sistema di ricezione, la selettività a radiofrequenza dipende dalle caratteristiche di funzionamento del filtro per frequenze acustiche.

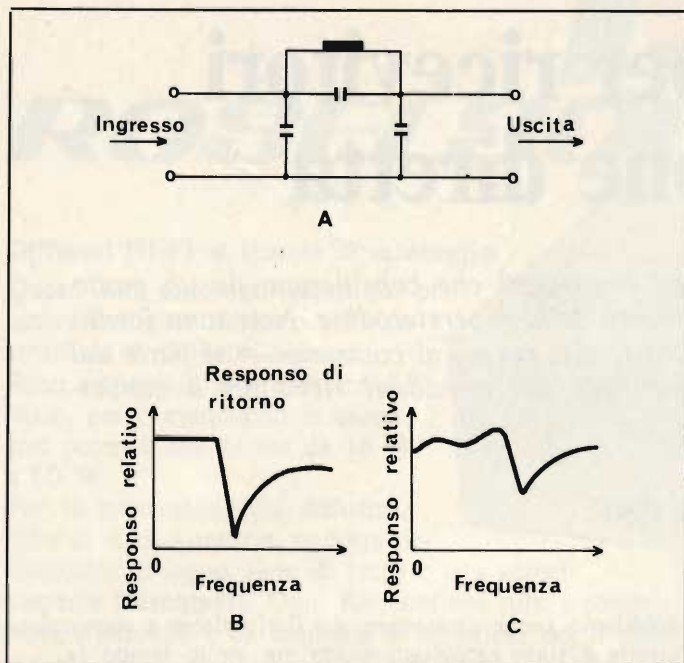


Fig. 2 - Aspecto circuitale (A) e responsi (B e C) del filtro normalmente usato nei ricevitori a conversione diretta. Lo schema è quello di una sezione ad «M» completa. In «B» il responso si approssima a quello teorico di un'unica sezione ad «M», con impedenza di valore corretto. Nel grafico illustrato in «C», è rappresentato il responso tipico di una sezione unica ad «M», sempre in riferimento a valori corretti di impedenza.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 3

L1	= Induttanza da 30 mH
L2	= Induttanza da 100 mH
L3	= Induttanza da 100 mH
L4	= Induttanza da 30 mH
C1	= Condensatore in «Mylar» da 0,053 μ F - \pm 10% - con tensione di lavoro da 100 a 400 V
C2	= Condensatore in «Mylar» da 0,08 μ F - \pm 10% - con tensione di lavoro da 100 a 400 V
C3	= Condensatore in «Mylar» da 0,1 μ F - \pm 10% - con tensione di lavoro da 100 a 400 V
C4	= Condensatore in «Mylar» da 0,08 μ F - \pm 10% - con tensione di lavoro da 100 a 400 V
C5	= Condensatore in «Mylar» da 0,053 μ F - \pm 10% - con tensione di lavoro da 100 a 400 V

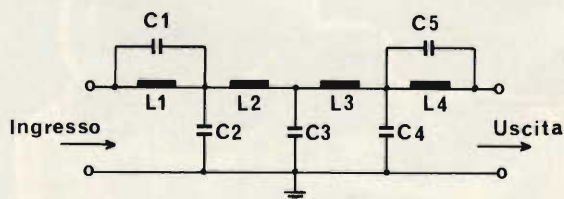


Fig. 3 - Schema elettrico di un filtro audio adatto all'impiego nei ricevitori a conversione diretta. Per ottenere i risultati migliori, la sorgente ed il carico devono essere di impedenza prossima a 1.000 Ω . Si noti che L2 ed L3 possono essere ricavati da induttanze telefoniche toroidali da 88 mH, facilmente reperibili in commercio. Basta semplicemente aggiungere cinquanta spire avvolte nel medesimo senso, con conduttore di rame smaltato da 0,4 mm di diametro, sebbene le dimensioni del filo non siano così importanti dal punto di vista elettrico.

conversione diretta, risiede nel fatto che il canale a media frequenza risulta a frequenza acustica (ciò, incidentalmente, costituisce in realtà il principio fondamentale della demodulazione).

Particolarmente interessante è il fatto che la selettività del sistema a conversione diretta dipende dalle caratteristiche del filtro del canale audio, tanto quanto le larghezze di banda di media frequenza agiscono agli effetti della selettività in un ricevitore supereterodina. Ovviamente, un filtro audio che sia in grado di lasciar passare le frequenze acustiche della voce umana, ma che possa fortemente attenuare tutte le altre frequenze, è proprio ciò che ci vuole per ottenere le migliori prestazioni da parte del ricevitore a conversione diretta.

Gli appassionati di questo sistema di ricezione citano i seguenti vantaggi rispetto alla supereterodina:

- Semplicità ed economia di costruzione
- Assenza del fenomeno di responso all'immagine «tipo» che si riscontra nella supereterodina, nella quale lo stesso segnale può entrare in sintonia in due diverse posizioni del quadrante di ricerca delle stazioni, distanti tra loro
- Completa assenza di «birdies» (cinguettii) e della maggior parte dei segnali spuri che spesso compromettono il funzionamento di una supereterodina
- Completa assenza dei problemi di «tracking»
- Nessuna esigenza di critiche operazioni di allineamento
- Prestazioni competitive rispetto al più semplice ricevitore supereterodina, con possibilità di migliorare le prestazioni con l'impiego dei moderni circuiti integrati e dei dispositivi allo stato solido, come pure minori esigenze circuitali. (Il filtro qui descritto) costituisce un esempio classico di questa teoria)
- Nessuna uscita da parte del rivelatore a battimento, nè esigenze agli effetti della demodulazione di segnali a modulazione di ampiezza, a modulazione di frequenza, in «SSB» oppure in «CW».

I filtri audio del tipo illustrato alla figura 2-A sono normalmente notati nella letteratura tecnica che descrive i ricevitori a conversione diretta. Un filtro di questo genere presenta però diversi inconvenienti.

Dal momento che si usa un'unica sezione completa, il peggioramento del responso dovuto al disadattamento di impedenza può risultare piuttosto pronunciato. Il condensatore collegato in parallelo all'induttanza identifica questo tipo di circuito come filtro derivato ad «M». Una sola sezione ad «M» di questo genere presenta, nella migliore delle ipotesi, un responso del tipo illustrato alla figura 2-B.

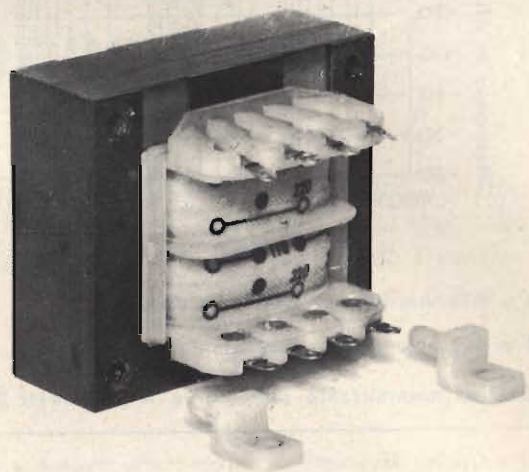
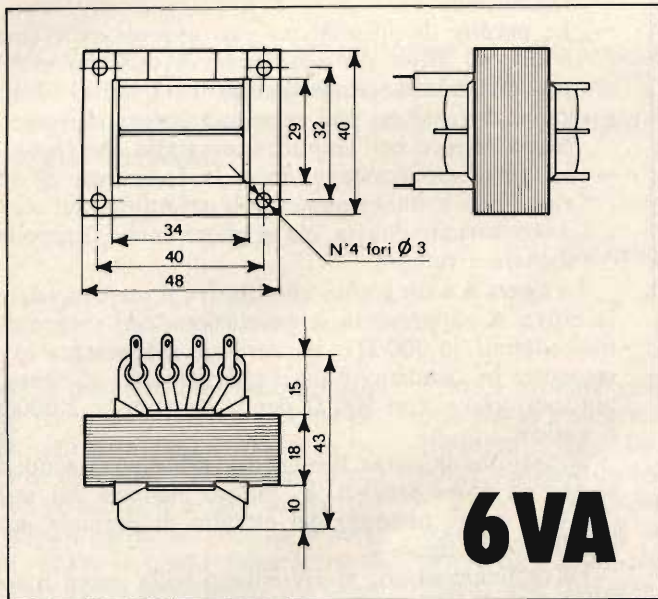
In questo grafico, il disegnatore ha messo in evidenza un'attenuazione più rapida che segue la curva di caduta, a scapito tuttavia del responso di «ritorno». Agli effetti della conversione diretta, il responso di ritorno deve essere stabilito ad un livello tollerabile.

Vediamo ad esempio ciò che accade nei confronti della sola sezione ad «M», se non vengono adattate nel modo più completo le caratteristiche di ingresso e di uscita agli effetti dell'impedenza, in riferimento al grafico di figura 2-C.

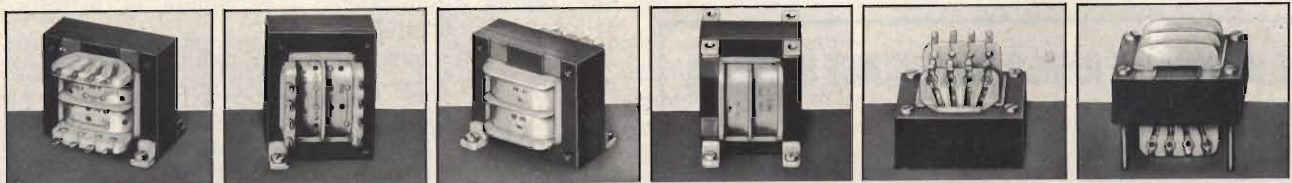
Il circuito completo è illustrato alla figura 3, che riporta in didascalia anche l'elenco dei componenti: ad un primo controllo, può sembrare che — sia pure partendo da un concetto arbitrario — l'impiego di diverse sezioni dia un risultato migliore che non l'impiego di una sola sezione. Sebbene le sezioni collegate in cascata consentano un maggiore rapporto di attenuazione nella banda di arresto, il filtro illustrato alla figura 3 ha le seguenti caratteristiche

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE G.B.C.

LO STESSO TRASFORMATORE SI PUO' MONTARE IN 6 POSIZIONI DIVERSE



*Il trasformatore progettato per voi....
Qualunque sia il vostro problema di circuito
siete ormai liberati dalla preoccupazione
di fissaggio del trasformatore.
Infatti qualcuno lo ha già progettato per voi.
Non avete che da cercare una delle 6 posizioni
possibili del tipo standard GBC. La troverete.*



Posizione 1

Posizione 2

Posizione 3

Posizione 4

Posizione 5

Posizione 6

DATI TECNICI:

Potenza nom. second.: 6 VA
Isolamento: classe B
Rigidità dielettrica tra primario e secondario per 60": 5000 V c.a.
Rigidità dielettrica tra primario + secondario e massa per 60": 5000 V c.a.
Flash-test nei punti come sopra: oltre 6000 V c.a.
Sopraelevazione di temperatura col carico ammesso in luogo aperto: circa 15°C
c.d.t. vuoto-carico: circa 10%
Sovratensione ammessa nel servizio continuo: 10%
Corrente primaria a vuoto: circa 25 mA

Rocchetto in fibra di vetro.
Terminali in ottone stagnato.
Piedini in fibra di vetro.
Ferro Unel laminato a freddo.
Peso: 250 g.

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V.e A.	COMBINAZIONI USCITA
HT/3731-00		110 V 220 V indic. rosso	
HT/3731-01		6 V 1 A 6 V 0,5 A 6 V 0,5 A 2x6 Vct 0,5 A	
HT/3731-02		12 V 0,5 A 12 V 0,25 A 12 V 0,25 A 2x12 Vct 0,25 A	
HT/3731-03		24 V 0,25 A 24 V 0,125 A 24 V 0,125 A 2x24 Vct 0,125 A	
HT/3731-04		2,5 V 2,4 A 2,5 V 1,2 A 2,5 V 1,2 A 2x2,5 Vct 1,2 A	
HT/3731-05		6 V 0,3 12 V 0,3 A 18 V 0,3 A	
HT/3731-06		6 V 0,2 A 24 V 0,2 A 30 V 0,2 A	
HT/3731-07		9 V 0,6 A 9 V 0,3 A 9 V 0,3 A 2x9 V 0,3 A	

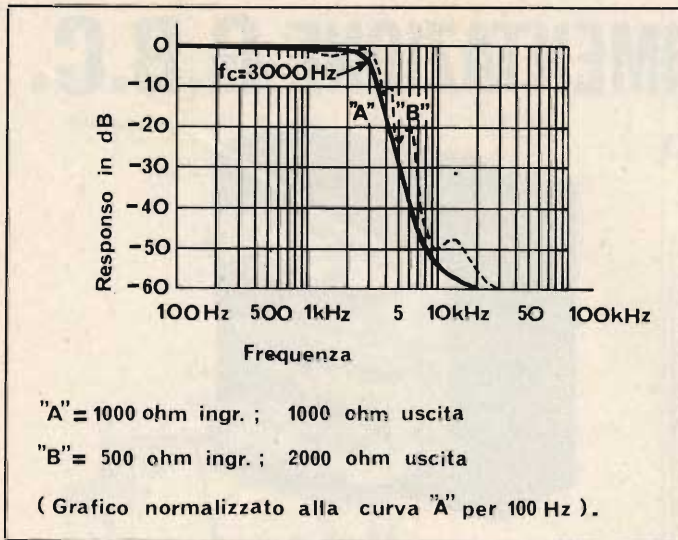


Fig. 4 - Grafico illustrante il responso alla frequenza del filtro audio: le perdite di inserimento in condizioni di adattamento dell'impedenza corrispondono a circa -6,5 dB.

funzionali:

- Le due sezioni esterne presentano un valore di «M» pari a 0,6. Ciò tende a rendere il filtro funzionante con maggiore approssimazione rispetto al responso teorico, e rende inoltre lo stesso filtro più tollerante agli eventuali disadattamenti di impedenza.
- L'impiego delle sezioni in cascata rende inoltre il

filtro meno vulnerabile ai disadattamenti di impedenza, che non se avesse un minor numero di sezioni.

- L'impedenza caratteristica del filtro è di 1.000 Ω. Si tratta di un valore molto pratico, che può essere facilmente ottenuto all'uscita del miscelatore ed all'ingresso dell'amplificatore audio.
- I componenti sono facilmente reperibili
- Il passaggio dei segnali residui ad alta frequenza è trascurabile
- Le perdite di inserimento pari approssimativamente a 6 dB del filtro (in condizioni di adattamento) comportano minime conseguenze in quanto l'amplificazione di tensione può essere apportata in modo facile ed economico nell'amplificatore audio che segue
- La forte attenuazione dopo la frequenza di interdizione non soltanto aumenta la selettività del ricevitore a conversione diretta, ma migliora anche il rapporto tra segnale e rumore.

La figura 4 è un grafico che illustra il responso del filtro: la curva A rappresenta le prestazioni con sorgente e carico adattati (1.000 Ω). La curva B rappresenta invece il responso in condizioni di disadattamento di impedenza piuttosto grave, con 500 Ω per la sorgente, e 2.000 Ω per il carico.

Si noti che la curva B è ancora abbastanza soddisfacente per gli scopi previsti. E' inoltre migliore del responso che può essere ottenuto dal circuito di normale impiego, illustrato alla figura 2.

Le ondulazioni che si presentano nella curva B sono di importanza trascurabile, ed il responso rimane caratterizzato da una banda passante sostanzialmente piatta, e da una rapida attenuazione nella banda di arresto, senza «ritorni» significativi.

Un disadattamento di questa natura, quando cioè l'impedenza della sorgente è bassa e quella del carico è alta, è preferibile rispetto alla situazione inversa, per la quale si otterrebbero perdite di inserimento molto più elevate. Occorre inoltre notare che le condizioni di funzionamento rappresentate dalla curva B possono essere trasformate in quelle della curva A mediante il semplice espediente che consiste nell'inserire un resistore da 500 Ω in serie all'ingresso, ed un altro resistore da 1.000 Ω in parallelo all'uscita del filtro.

In tal caso, quest'ultimo «vedrebbe» la sua impedenza caratteristica di 1.000 Ω ad entrambi i punti di collegamento alla sorgente ed al carico.

Sotto questo aspetto, l'Autore sostiene che questo sistema di «prolungamento» può essere applicato senza eccessive considerazioni per l'attenuazione, in quanto il guadagno di tensione a bassa frequenza è facilmente aumentabile.

Quando il filtro di questo tipo viene collegato tra il miscelatore e l'amplificatore audio del ricevitore, può essere necessario aggiungere un certo sistema di isolamento rispetto alla corrente continua, in modo che il primo stadio di amplificazione a frequenza acustica non venga disturbato nel suo funzionamento, per quanto riguarda la polarizzazione.

Questo risultato può essere facilmente ottenuto con l'impiego di un condensatore al tantalio da 47 μF, con una tensione nominale di lavoro di 35 V, collegato in serie all'ingresso oppure all'uscita del filtro. In questo caso — tuttavia — si rammenti che è necessario osservare la polarità di questo componente, che determina un'attenuazione fino ad un valore inferiore a 100 Hz, senza però danneggiare la riproduzione della voce parlata.

LE INDUSTRIE ANGLO-AMERICANE IN ITALIA VI ASSICURANO UN AVVENIRE BRILLANTE

LAUREA DELL'UNIVERSITA' DI LONDRA

Matematica - Scienze
Economia - Lingue, ecc.

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA

in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-2-1963

c'è un posto da **INGEGNERE** anche per Voi
 Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e di conseguire tramite esami, Diplomi e Lauree

INGEGNERE regolarmente iscritto nell'Ordine Britannico.

una **CARRIERA** splendida
 ingegneria **CIVILE** - ingegneria **MECCANICA**

un **TITOLO** ambito
 ingegneria **ELETTROTECNICA** - ingegneria **INDUSTRIALE**

un **FUTURO** ricco di soddisfazioni
 ingegneria **RADIOTECNICA** - ingegneria **ELETTRONICA**

Per informazioni e consigli senza impegno, scrivetecei oggi stesso.

BRITISH INST. OF ENGINEERING TECHN.
 Italian Division - 10125 Torino - Via Giuria 4/F

Sede Centrale Londra - Delegazioni in tutto il mondo.

Misuratore di rapporto onde stazionarie

In questo articolo presentiamo un ROS-metro di facile costruzione e di sicuro funzionamento. Il misuratore di onde stazionarie è uno strumento di estrema utilità per chi voglia avere sempre un riscontro dell'impianto di antenne e la condizione di trasmissione perfetta.

di **Gloriano ROSSI**

Un trasmettitore, affinché possa trasmettere una certa potenza in radio frequenza necessita di un sistema di antenne il più perfetto possibile e a tale scopo, per una messa a punto del sistema di aerei esterni, esiste il citato misuratore di onde stazionarie detto anche più familiarmente ROS-metro (R.O.S.) che quantifica infatti il Rapporto delle Onde Stazionarie.

In passato tutte le antenne venivano autocostruite dal radioamatore calcolandone le misure e mettendo poi in pratica i valori ricavati. Per la messa a punto di tali antenne il vecchio radioamatore non era in possesso dello strumento che ora descrivo in queste pagine, ma si autocostruiva uno strano dipolino munito di lampadina che, affiancato alla linea di discesa, allora normalmente a 300 Ω , ne accordava il sistema per la minima luminosità della lampadina stessa; ciò voleva dire che tutta la potenza del suo trasmettitore era trasferita all'antenna. Chissà quante onde stazionarie possedeva il nostro caro vecchio radioamatore; eppure usciva, trasmetteva ed effettuava QSO da fare invidia ai moderni DXer con kilowatt e direttive raffinate.

Oggi se un sistema di antenne non ha 1:1 di stazionarie il novello radioamatore si abbandona, normalmente, in preda ad una crisi isterica anche se il rapporto riscontrato è di 1,8:1, misura che in realtà può ugualmente permettere una normale attività senza pregiudicare nulla o quasi.

Se il novello avesse un misuratore di impedenza di linea, penso che si sentirebbe male ogni volta che si affiancasse alla sua stazione radio.

Ma è un bene che un tale apparato non sia in commercio a prezzo accessibile ed è forse un male che i ROS metri vengano normalmente venduti?

E' forse ugualmente un male descrivere ed aiutare a costruire un misuratore di R.O.S., ma ormai penso sia inutile una battaglia di tal genere come potrebbe essere inutile una azione per l'abolizione delle sigarette nel mondo.

Rassegnato quindi a tale destino continuo la peccaminosa descrizione del ROS-metro fumandomi una deliziosa sigaretta di monopolio.

Oggi in commercio esistono già antenne preparate sulle varie frequenze richieste, ma nonostante la qualità di questi aerei esterni, a messa in loco, è sempre necessario un piccolo ritocco

della lunghezza fisica degli elementi che compongono l'antenna stessa in quanto ci possiamo rendere conto che il sistema non dà un perfetto rendimento.

Tutto ciò potrà essere causato da una cattiva installazione o una sbagliata altezza dell'antenna dal tetto o terra oppure da una non corretta istruzione di messa a punto.

Per ovviare e correggere con maggior precisione possibile questi inconvenienti, occorre un misuratore di R.O.S.

Fra queste pagine esamineremo insieme vari tipi di ROS-metri, dal più semplice, sia elettricamente che meccanicamente, al più complesso ed impegnativo.

Naturalmente inizieremo da un

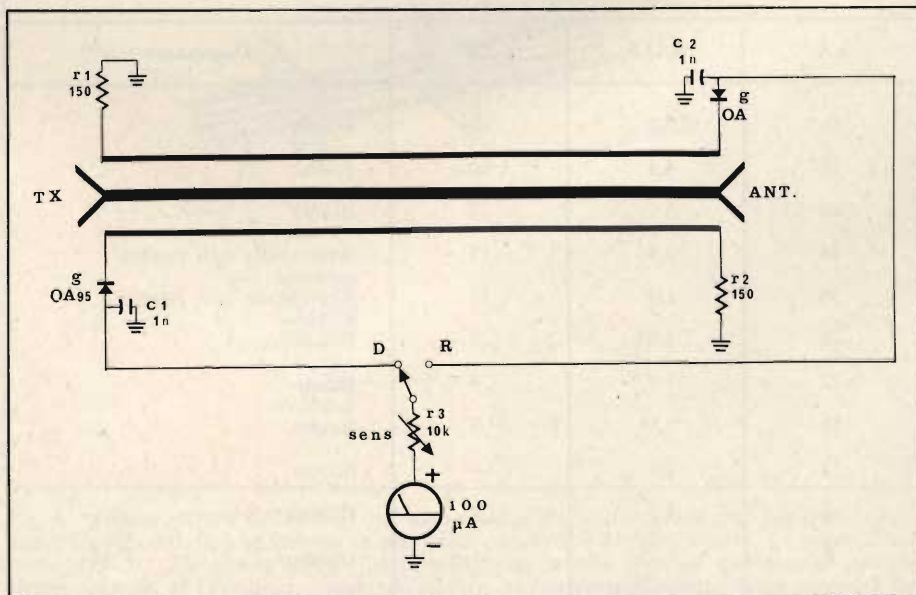


Fig. 1 - Schema elettrico del misuratore di onde stazionarie descritto nell'articolo.

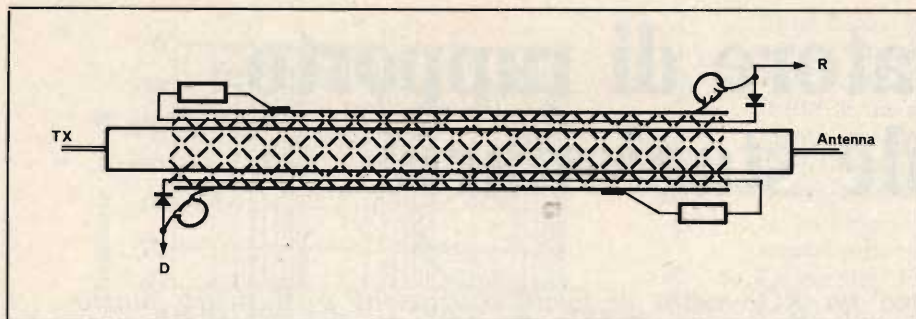


Fig. 1-B - Ecco come dovrà essere eseguito il cablaggio della LINEA.

ROS-metro di miti pretese, di facile costruzione e di impossibile insuccesso. Lo schema elettrico in questione è riportato nella figura 1.

Si può notare la semplicità dello strumento e l'esiguo numero di componenti: otto in totale compreso il microamperometro.

La parte principale, il cuore per meglio dire, di qualsiasi ROS-metro è costituito dalla «LINEA» che possiamo notare dalla figura 1/B. Essa è fatta con tre componenti chiamati: X, S, ed S". Questa «linea» costituisce a volte per il costruttore un piccolo problema meccanico, risolto nel primo esempio in quanto sarà costituita da uno spezzone di cavo coassiale possibilmente dello stesso tipo usato per la linea di alimentazione dell'antenna.

Normalmente il cavo coassiale è del tipo RG 8 U.

Gli altri due componenti della suddetta «linea» sono due normali fili conduttori plastificati.

Dopo aver tolto la guaina di materiale sintetico del cavo coassiale occorre far passare i due spezzone di filo plastificato all'interno della calza di rame cercando di mantenerli poi agli antipodi l'uno dall'altro.

Ai due capi del cavo, così modificato, potremo saldare le due prese coassiali tipo SO 239, centrale con centrale e calza con la massa della presa coassiale stessa.

A questo punto avendo preparato la «linea», seguendo lo schema elettrico, possiamo saldare i componenti tenendo particolare cura nel non surriscaldare i diodi rivelatori, oggettini molto suscettibili all'eccessivo calore che facilmente fa saltare la loro giunzione interna.

Lo strumento potrà essere costituito da un comune analizzatore universale (Tester) predisposto per la portata richiesta di 100 μ A.

Si effettuerà la lettura commutando in posizione «D» (diretta) il deviatore ed attaccando o inserendo il misuratore nella linea di alimentazione di antenna si procederà ad effettuare gli accordi, quindi con il potenziometro si cercherà di portare l'ago dello strumento sull'ultima linea disegnata (fondo scala). A questo punto si posizionerà il commutatore sulla lettera R (riflessa) e l'ago dello strumento si sposterà dalla posizione precedente.

Il nuovo valore indicato dall'ago ci porterà alla determinazione del rapporto di onde stazionarie.

Nella tabella I troviamo il valore del R.O.S. rispetto al valore letto sulla scala dello strumento.

Nella prima colonna della tabella troviamo i valori che potremo leggere sullo strumento e nella seconda colonna l'esatta grandezza che rispecchia il rapporto onde stazionarie.

Nella terza colonnina è espressa la percentuale della potenza che torna verso il trasmettitore. Infine nell'ultima sono riportati i commenti relativi all'antenna in esame.

Abbiamo ad esempio un trasmettitore che può erogare una potenza nominale di 50 W radiofrequenza e con il nostro ROS-metro leggiamo un valore di circa 36. Diremo quindi che il nostro sistema di antenna ha un rapporto di onde stazionarie di circa 1,9:1 (uno e nove a uno) e diremo anche che circa l'undici per cento della potenza torna verso il trasmettitore, quindi circa 5 W.

Vediamo ora come sarà possibile migliorare le prestazioni di una antenna che presenta un valore di R.O.S. troppo elevato.

Come prima cosa determinare per approssimazione la frequenza di risonanza dell'antenna in questione.

Per raggiungere questo dato è necessario leggere almeno tre valori di R.O.S. misurati in principio, in mezzo e verso la fine della gamma di trasmissione.

Se la lettura del rapporto di onde stazionarie è minore verso l'alto, cioè verso la fine gamma diremo che la frequenza di risonanza è verso l'alto e quindi l'antenna è troppo corta. Naturalmente sarà oltremodo chiaro il ragionamento contrario quando l'antenna tenderà a risuonare verso l'inizio gamma e quindi sarà necessario procedere ad un accorciamento degli elementi che la compongono.

Molto spesso i ritocchi relativi alla lunghezza fisica dell'antenna dovranno essere fatti tramite varie prove tagliando od allungando di centimetro in cen-

TABELLA I			
μ A	R.O.S.	%	Commento
86	8.8	60	Scarso
74	4.4	40	Scarso
60	3	25	Scarso
46	2.3	15	Accettabile con riserva
36	1.9	11	Accettabile con riserva
28	1.65	5	Discreto
22	1.5	4	Buono
16	1.35	3	Buono
12	1.3	—	Buono
8	1.2	2	Ottimo
6	1.15	1	Ottimo
4	1.1	—	Eccezionale

timetro i fili, l'asta e che altro costituisca il sistema di aereo.

Ormai è difficile se non impossibile (almeno in certi campi) creare qualche cosa di nuovo e come si è attinto da altre fonti per il primo schema riportato voglio presentare altri schemi provati e collaudati, tratti da pubblicazioni scientifiche di sicuro affidamento.

Prima di proseguire e presentare altri schemi di misuratori di onde stazionarie desidero puntualizzare il fatto molto importante di non aver fretta nel terminare una autocostruzione; infatti, per qualsiasi apparato elettronico che ci accingiamo a costruire, la fretta pregiudica sempre il risultato finale.

Altrettanto semplice del primo ROSmetro è quello riportato sotto forma di schema elettrico nella figura 2.

Alcune sono le particolarità che lo distinguono dal primo.

In questo caso abbiamo una diversa realizzazione della «LINEA» effettuata con maggior cura e con un sistema completamente diverso. La seconda particolarità è costituita da due diodi in serie fra loro ed in parallelo allo strumento in modo tale che inserendo uno stiletto fra i due semiconduttori il circuito così composto si rivela anche come un semplice misuratore di campo.

Un'altra aggiunta viene effettuata ed in taluni casi può rivelarsi veramente necessaria

Può capitare infatti che il sistema di antenna che si usa presenti una impedenza caratteristica di 75Ω ed il nostro ROSmetro precedente è stato calcolato per 52Ω , con questo precedente misuratore avremo una indicazione che potrà essere molto al di fuori della realtà, ma l'ultima elaborazione permette di adattare il circuito del misuratore di onde stazionarie in modo tale che la sua impedenza caratteristica potrà avere due valori più comuni: 52Ω e 75Ω .

Questa possibilità è permessa tramite un deviatore chiamato S1/a ed S1/b che cortocircuita, oppure no, le resistenze da 50Ω poste in serie a quelle di valore di 100Ω .

Si avrà dunque una impedenza adattata ai 52Ω quando le due resistenze saranno in serie, mentre si avrà 75Ω quando saranno cortocircuitate quelle con il valore di 50Ω .

Una perfetta realizzazione meccanica della «LINEA» permetterà di avere uno strumento di misura altrettanto perfetto.

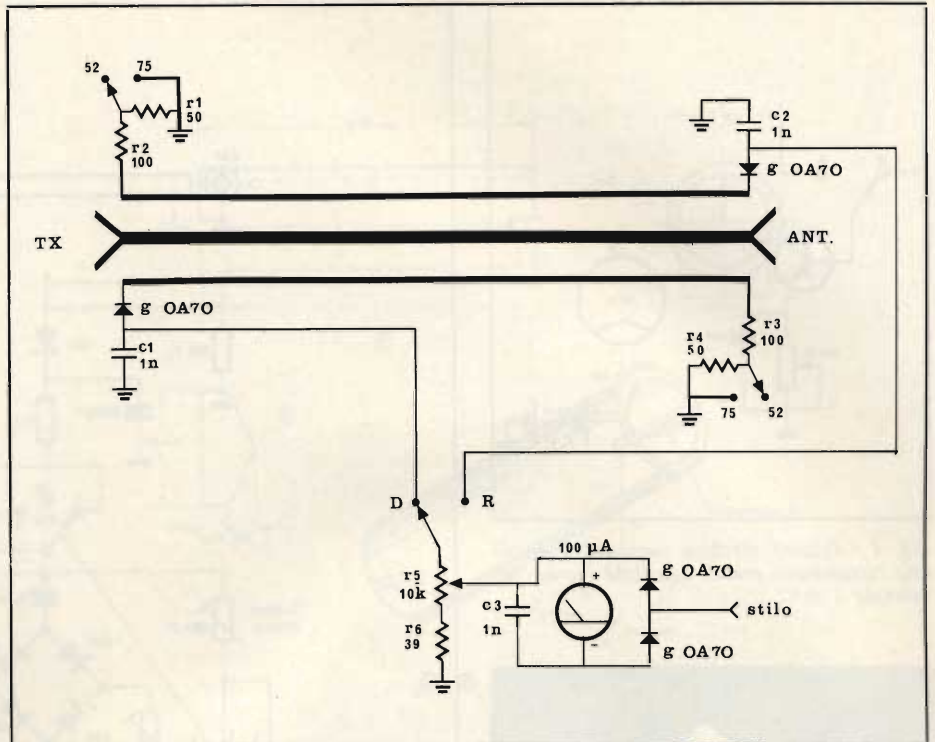


Fig. 2 - Schema elettrico del misuratore di R.O.S. completo di adattamento di impedenza e di misuratore di campo rudimentale. I diodi rivelatori delle due sonde devono essere identici, cioè devono avere lo stesso rendimento.

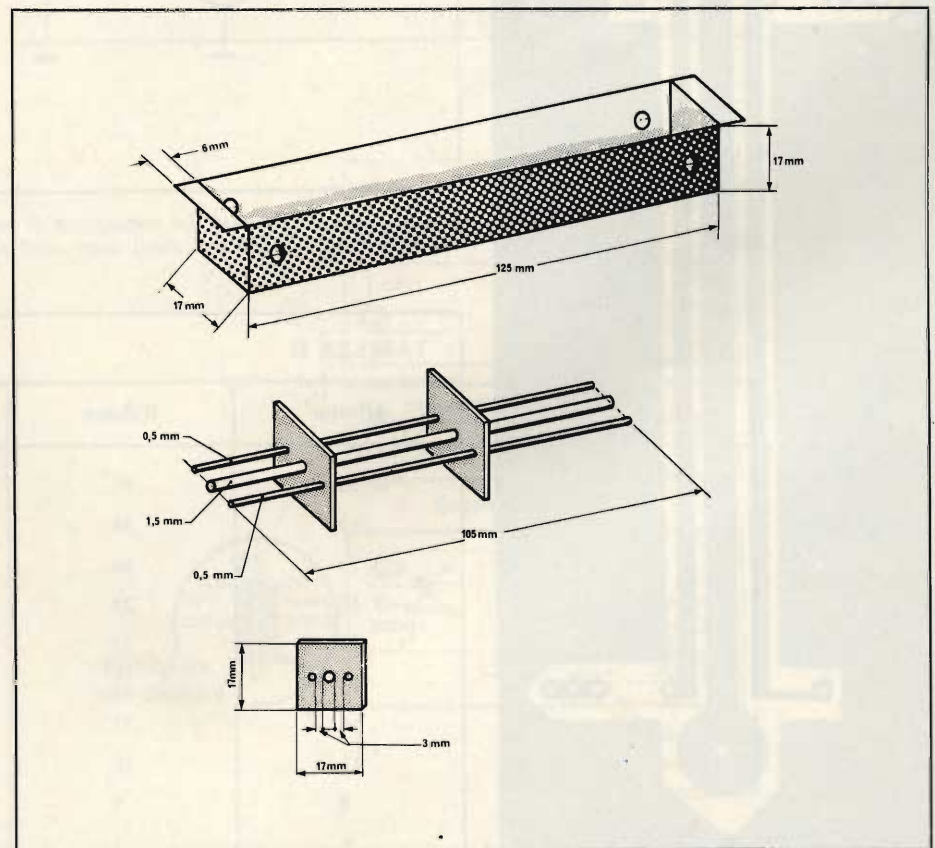


Fig. 3 - Dati e misure della linea, del coprilinea e dei distanziatori che potranno essere due o tre ricavati da una lastrina in plexiglass od altro materiale isolante. Le prese di antenna tipo SO 239 vanno saldate perpendicolarmente alla linea ai due estremi dell'elemento centrale. Il coprilinea presenterà quattro fori in corrispondenza delle estremità dei tubi sonda in modo che sia possibile saldare i componenti esterni al gruppo linea, diodo e resistenza.

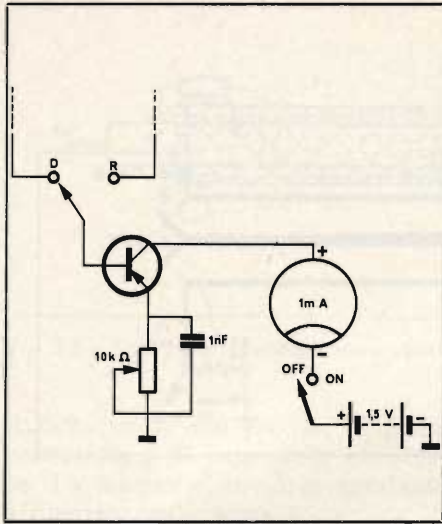


Fig. 4 - Questo circuito permette l'uso di uno strumento meno sensibile come ad esempio 1 mA.

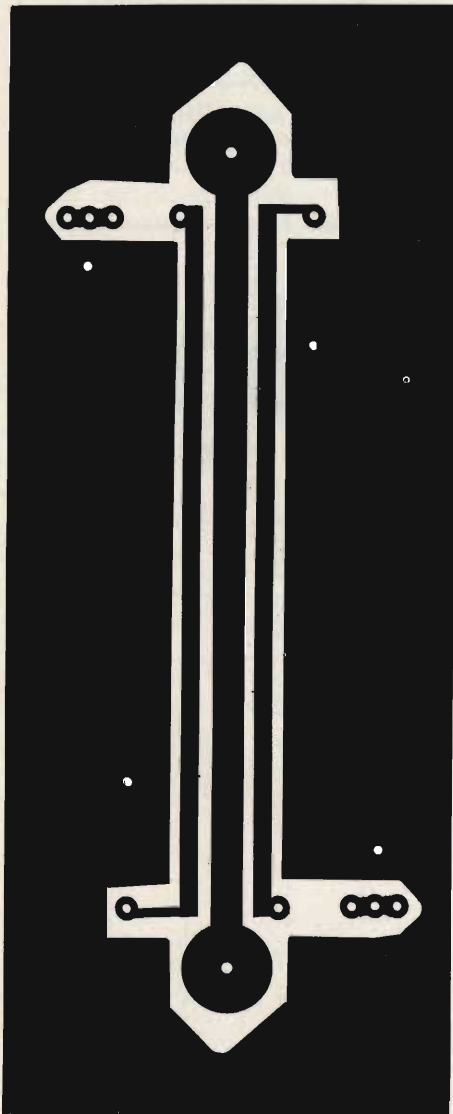


Fig. 5 - Circuito stampato della linea per il circuito di figura 2. Il disegno è in grandezza naturale.

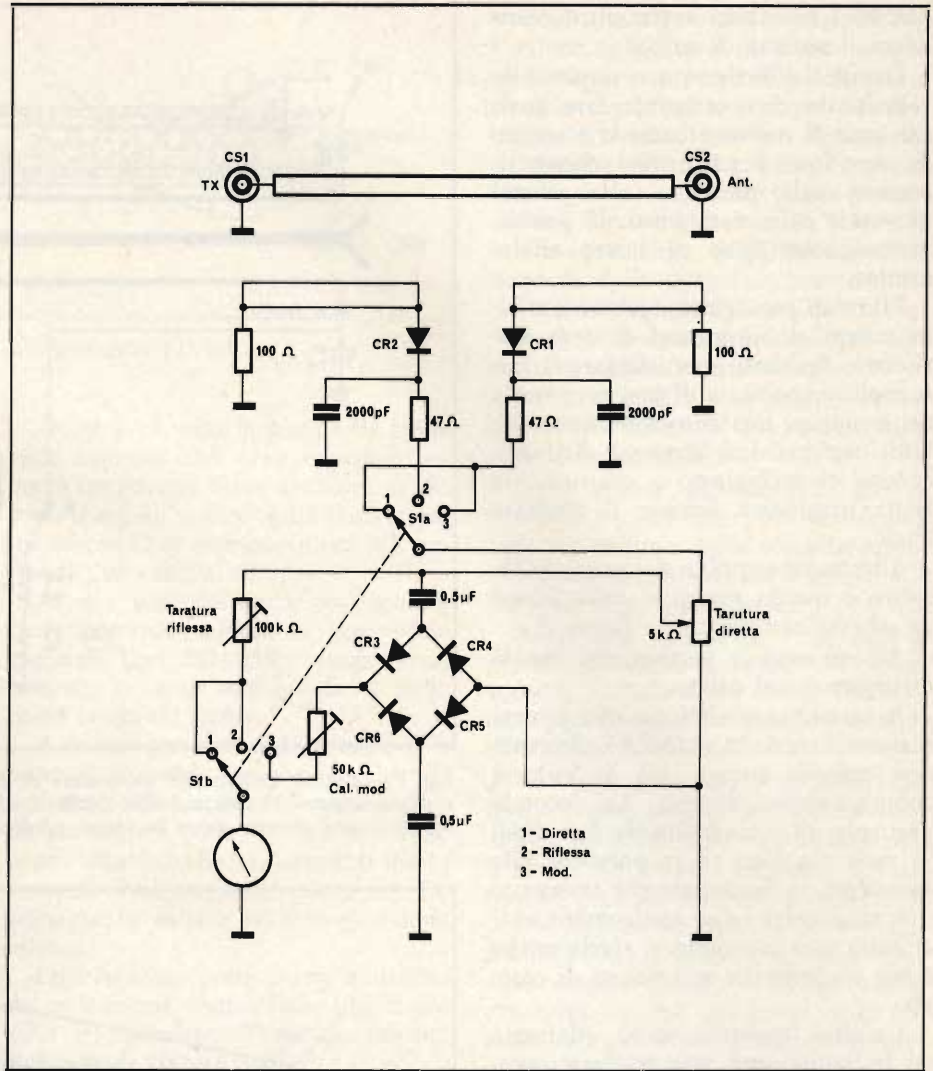


Fig. 6 - Schema elettrico del misuratore di onde stazionarie per le VHF ed in particolare studiato per i 144 MHz. I diodi usati sono del tipo GEX 66 oppure altri equivalenti.

TABELLA II

Diretta	Riflessa	Livello (dB)	R.O.S.
50	50	0	infinito
43	44	-2	8.8
37	36	-4	4.4
30	29	-6	3.0
23	21	-8	2.3
18	17	-10	1.9
14	13	-12	1.67
11	10	-14	1.5
8	7	-16	1.37
6	5	-18	1.29
4	3	-20	1.22
3	2	-22	1.16
2	1	-24	1.13

Il microamperometro potrà essere costituito anche da un singolo strumento da 1 mA fondo scala, ma in tal caso il nostro ROS-metro avrà una sensibilità inferiore a quella richiesta, pur se i valori riportati saranno ugualmente giusti.

Per ciò che concerne la taratura della scala dello strumento indicatore usato in questa seconda realizzazione occorrerà riferirci alla tabella 2; con uno strumento da 100 μ A fondo scala la tabella riportata è senza dubbio perfetta, mentre se si volesse sostituire detto strumento con un altro da 1 mA fondo scala sarà necessario moltiplicare per 10 solamente i valori della prima colonna.

In figura 3 riporto le misure di uno dei distanziatori in plexiglass o di altro materiale isolante e quindi le dimensioni della «linea» e del coprilinea.

Per aumentare la sensibilità dello strumento si potrà adottare lo schema di figura 4 dove troveremo l'aggiunta di un transistor e di una piccola batteria.

Il transistor in questione avrà la funzione di amplificatore e dovrà essere del tipo PNP come ad esempio un OC 171 oppure un AF114 o AF115

Oggi per mezzo di varie sperimentazioni è possibile costruire la «linea» disegnando su circuito stampato delle piste atte a sostituire le bacchette di rame. Con questo sistema sarà anche possibile eliminare il coprilinea. In figura 5 riporto il disegno del circuito stampato in grandezza naturale.

Dal punto di vista tecnico tale tipo di linea non ha belle caratteristiche in quanto è legata ad una potenza limitata anche se il rame è spesso il doppio del normale e la schermatura non sarà mai migliore né uguale a quella che nella figura precedente ho già descritto. Un ROS-metro così fatto avrà quindi caratteristiche mediocri; abbastanza valide potranno essere le misure effettuate, ma non si pensi che tale strumento possa essere attendibile su frequenze più elevate, cioè superiori ai 30 MHz.

Ritengo che la potenza massima di sicurezza applicabile su questo circuito stampato non possa essere superiore ai 500 W od anche inferiore a questo valore quando il rapporto di onde stazionarie è superiore a 3:1.

Per ciò che riguarda un misuratore di R.O.S. valido per frequenze superiori ai 30 MHz non esistono in commercio ROS-metri che possano dare delle misure veramente attendibili con poca spesa. ROS-metri di tal preci-

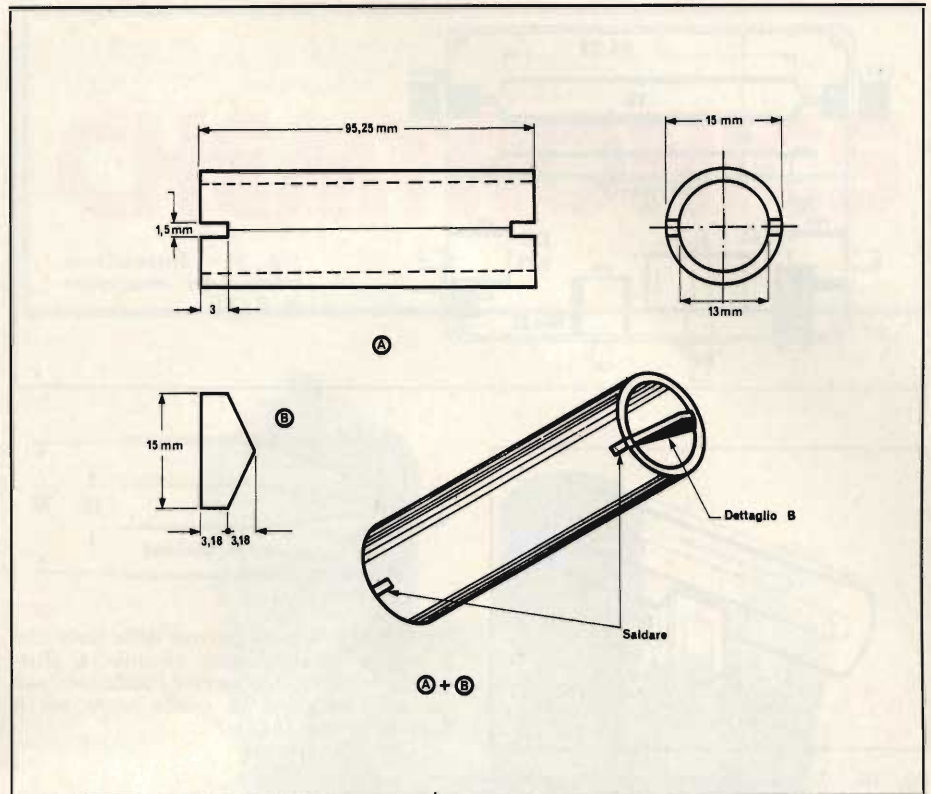


Fig. 7 - Piano di costruzione della parte centrale della linea con tutte le misure in millimetri. E' consigliabile argentare il pezzo ultimato.

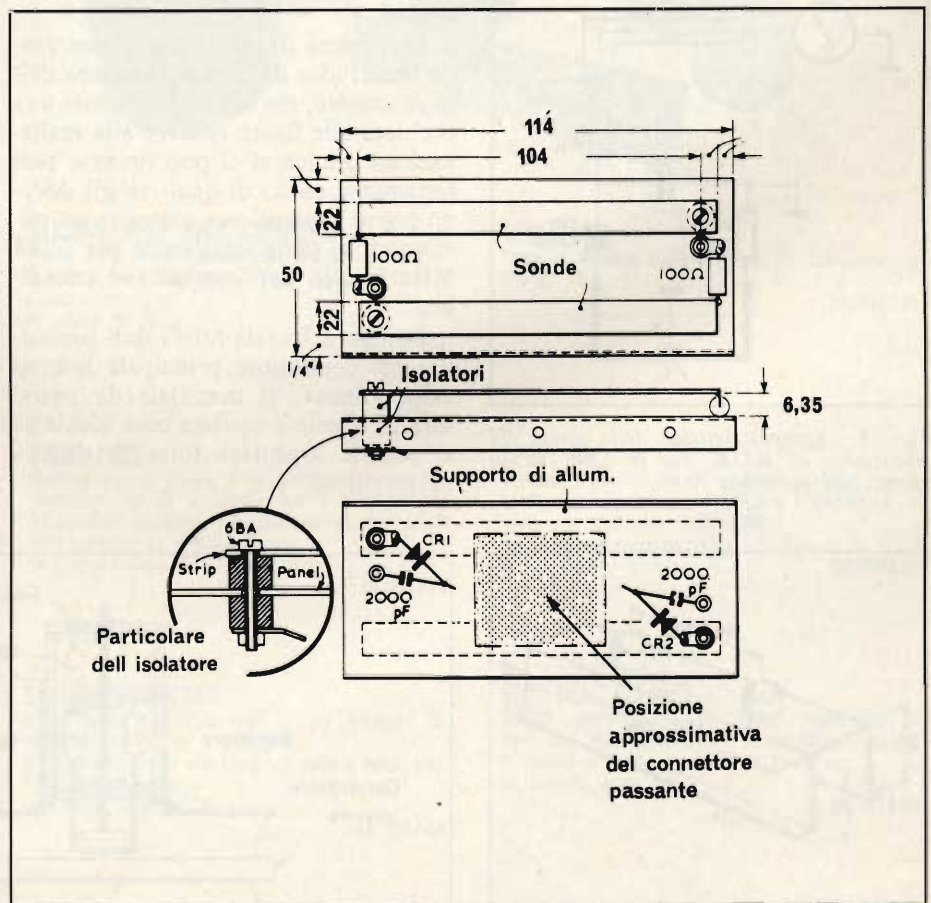


Fig. 8 - Cablaggio delle due sonde della LINEA. Vista superiore, laterale ed inferiore; anche per le due sonde è consigliabile una argentatura.

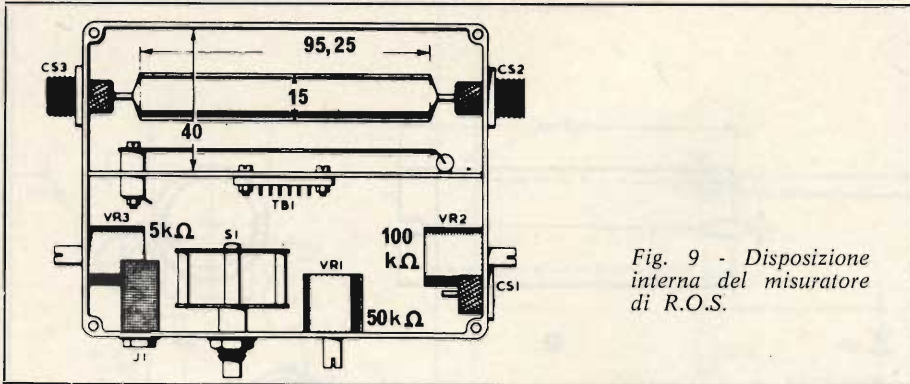


Fig. 9 - Disposizione interna del misuratore di R.O.S.

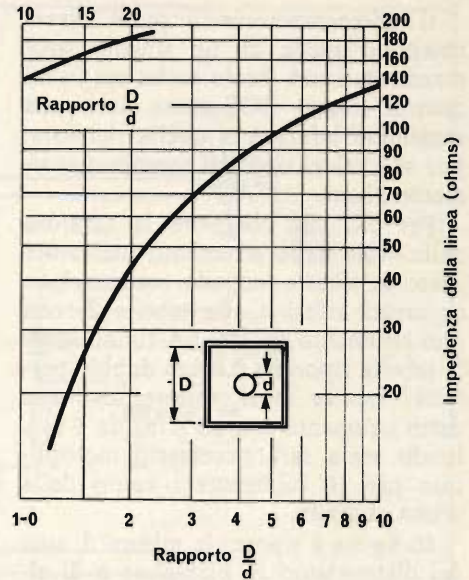


Fig. 13-A - Questo grafico mostra l'esatta proporzione del conduttore interno ed il coprilinea. Le dimensioni riportate in figura 13 sono in rapporto tre a uno che corrisponde ad una impedenza di circa 70 Ω.

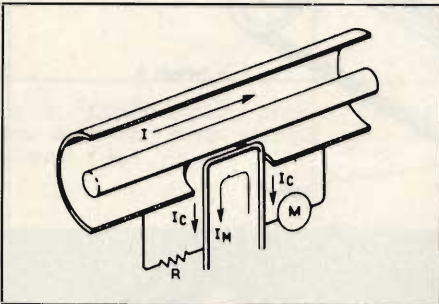


Fig. 10 - Schema di principio del misuratore di onde stazionarie per le UHF.

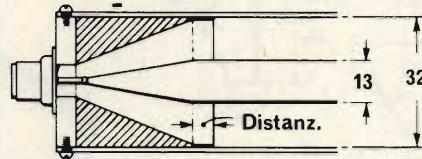


Fig. 13 - Particolare interno della linea con le misure del conduttore centrale. Il sistema di costruzione di questo conduttore può essere il medesimo di quello usato per il ROS-metro per le VHF.

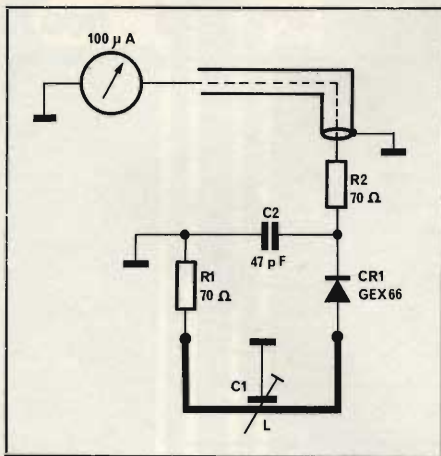


Fig. 11 - Schema elettrico della sonda del misuratore di R.O.S. per le UHF ed in particolare per i 432 MHz.

sione e tale portata costano oggi dalle ottantamila lire in su.

Lo schema di figura 6 è quindi riportato per gli autocostruttori più esperti.

Lo schema di per se stesso non rende bene l'idea della complicità dello strumento, ma dando solamente una occhiata alle figure relative alla realizzazione pratica si ci può rendere perfettamente conto di quali scogli devono essere superati per costruire un misuratore di onde stazionarie per i 144 MHz, valido per una misura attendibile.

La figura 7 ci dà tutti i dati costruttivi del conduttore principale interno della «linea»; il materiale da usarsi sarà di ottone e sarebbe cosa ideale se si potesse argentare tutta la «linea» in questione.

In 144 MHz si possono ancora usare connettori coassiali tipo SO 239 e quindi il conduttore di figura 7 potrà essere saldato direttamente ai centrali dei due connettori.

Altri particolari costruttivi sono riportati nella figura 8 dove troviamo la descrizione grafica della realizzazione delle due sonde con i relativi componenti nonché le loro esatte posizioni.

La figura 9 mostra la disposizione di tutto ciò che costituisce il misuratore di ROS per i 144 MHz.

Mentre in tabella 2 sono ricavabili le indicazioni dello strumento da 50 μA fondo scala usato e le corrispondenti in rapporto di onde stazionarie, nonché il livello in dB.

Citando testualmente la pubblicazione da cui ho tratto questa descri-

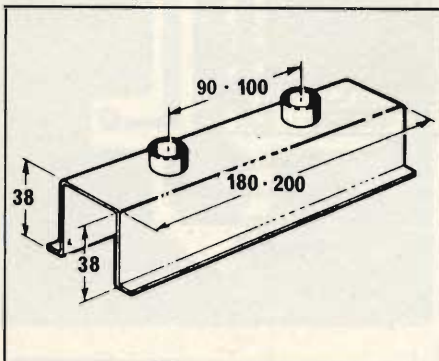


Fig. 12 - Dimensioni del coprilinea con le bocchette per le due sonde.

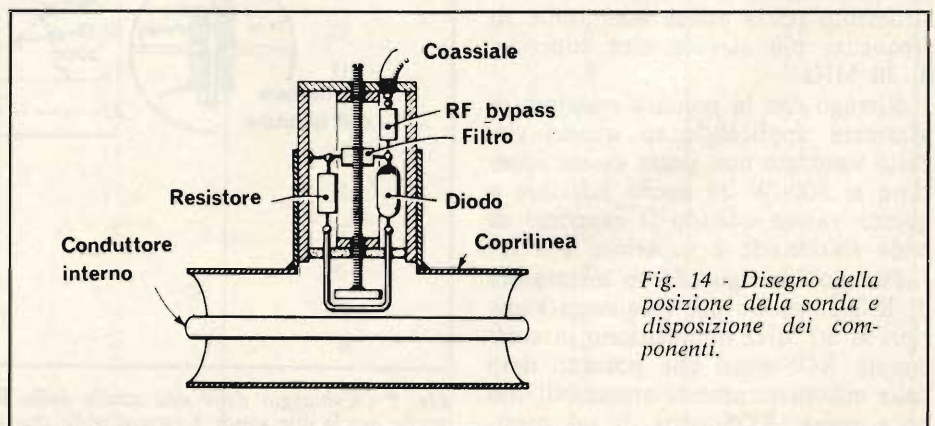


Fig. 14 - Disegno della posizione della sonda e disposizione dei componenti.

zione dirò che l'uso dello strumento è esclusivo per i 144 MHz o VHF; la sensibilità, la linearità e l'attendibilità dei valori espressi superando tale frequenza diminuiscono notevolmente; la impedenza che in due metri è di 75 Ω su altre frequenze non risulterà quella richiesta con conseguente valore letto errato e danneggiamento dello stadio finale del trasmettitore.

Quindi, per la frequenza dei 432 MHz, occorre un altro misuratore di onde stazionarie; infatti nelle figure 10-11-12-13-14-15 viene descritto un ROS-metro adeguato.

Non mi dilungherò molto su questa descrizione in quanto è particolarmente dedicata per gli autocostruttori veramente esperti che abbiano possibilità tecniche e meccaniche veramente avanzate.

Le SHF non sono ancora apprezzate per cui non mi sono preoccupato di ricercare qualche realizzazione che permettesse un controllo di antenna.

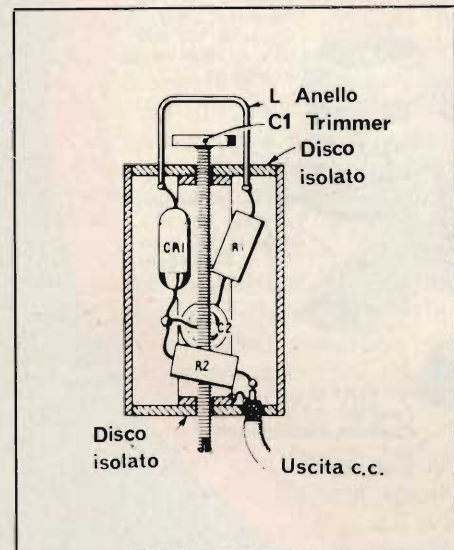


Fig. 15 - Ecco un'altra vista della sonda che dovrà essere costruita in duplice copia.

Spero con queste pagine di aver dato utili notizie a coloro che fossero stati interessati sia ad una descrizione teorica che a quella pratica; sono sicuro che, se anche non ho sviluppato per intero certi concetti, ho dato delle indicazioni utili per la comprensione della materia in esame.

BIBLIOGRAFIA

Radio rivista
VHF manual
VHF-UHF manual
Radio-Handbook
Selezione

ARI
ARRL
RSGB
ARRL
JCE

CHEMTRONICS



1 SILICONE HEAT SINK COMPOUND

Grasso al silicone studiato per favorire lo scambio di calore fra i transistori o altri semiconduttori e i dissipatori.
In tubetti da 30 g.

LC/0711-00

2 COLOR LUBE

Studiato per la pulizia e la lubrificazione dei sintonizzatori nei TV a colore. Non è assolutamente infiammabile, protegge i contatti dall'usura e lascia sulle superfici un velo lubrificante.

In bombola spray da 115 g.

LC/0519-00

3 SILICONE LUBRICANT

E' un liquido al silicone dagli usi più disparati: lubrificante, protettivo e detergente. E' caratterizzato da una bassa viscosità e basso punto di congelamento.

In bombola spray da 170 g.

LC/0657-00

4 SPRAY DPL

Come il modello LC/0845-00 ma in confezione da 400 g.

LC/0847-00

5 SPRAY DPL

Previene l'ossidazione di qualsiasi metallo, ma è anche indicatissimo per lubrificare i contatti e le parti non facilmente raggiungibili.

In confezione spray da 115 g.

LC/0845-00

6 TAPE HEAD CLEANER

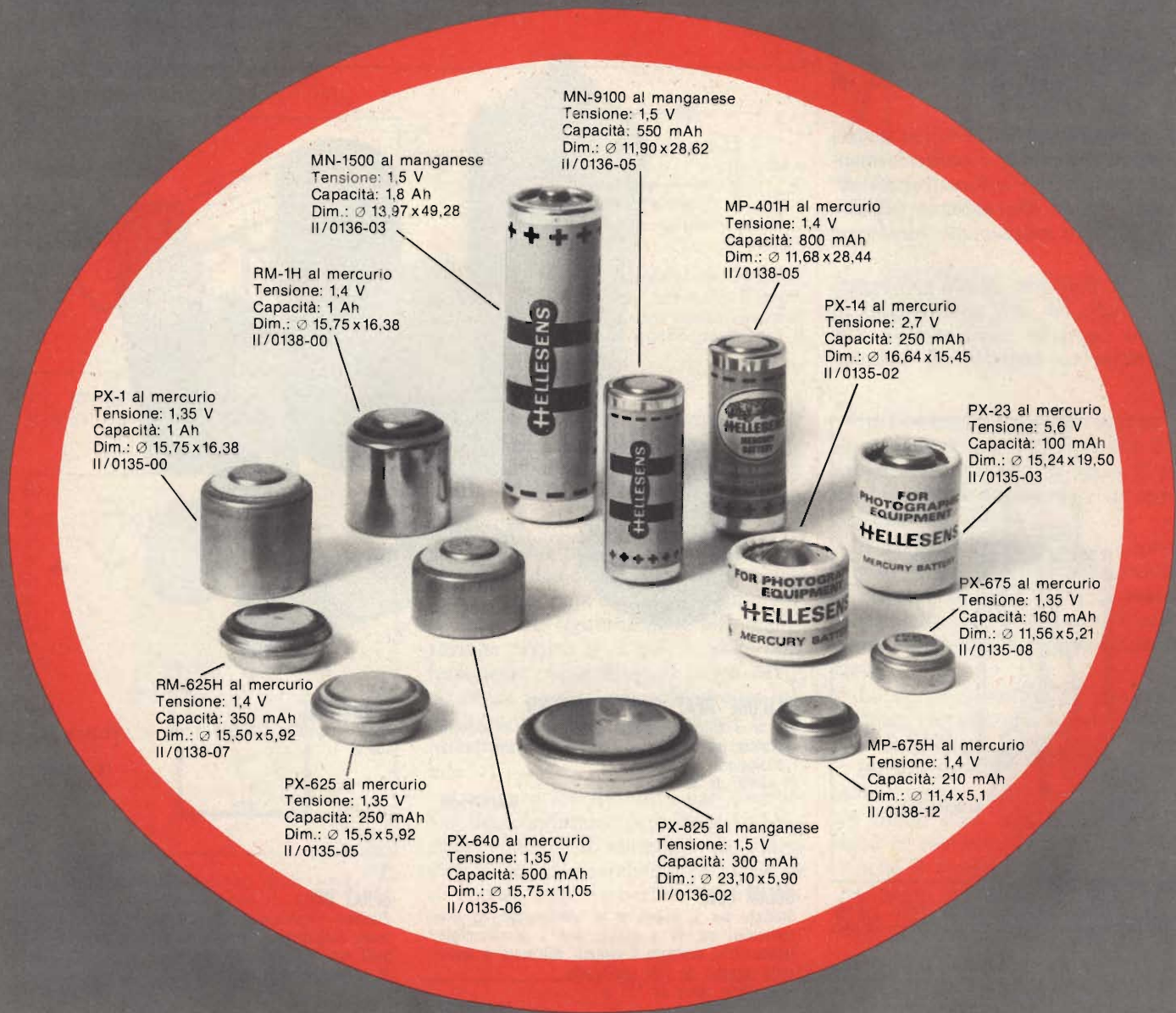
Pulisce perfettamente le testine magnetiche di ogni tipo di registratore e riproduttore, migliora la fedeltà e riduce il rumore di fondo.

In bombola spray da 115 g.

LC/0619-00

in vendita presso le sedi G.B.C.

Le forti piccole pile HELLESENS



- MN-9100 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 550 mAh
Dim.: \varnothing 11,90 x 28,62
II/0136-05
- MN-1500 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 1,8 Ah
Dim.: \varnothing 13,97 x 49,28
II/0136-03
- MP-401H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 800 mAh
Dim.: \varnothing 11,68 x 28,44
II/0138-05
- PX-14 al mercurio
Tensione: 2,7 V
Capacità: 250 mAh
Dim.: \varnothing 16,64 x 15,45
II/0135-02
- PX-23 al mercurio
Tensione: 5,6 V
Capacità: 100 mAh
Dim.: \varnothing 15,24 x 19,50
II/0135-03
- PX-675 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 160 mAh
Dim.: \varnothing 11,56 x 5,21
II/0135-08
- MP-675H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 210 mAh
Dim.: \varnothing 11,4 x 5,1
II/0138-12
- PX-825 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 300 mAh
Dim.: \varnothing 23,10 x 5,90
II/0136-02
- PX-640 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 500 mAh
Dim.: \varnothing 15,75 x 11,05
II/0135-06
- PX-625 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 250 mAh
Dim.: \varnothing 15,5 x 5,92
II/0135-05
- RM-625H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 350 mAh
Dim.: \varnothing 15,50 x 5,92
II/0138-07
- RM-1H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 1 Ah
Dim.: \varnothing 15,75 x 16,38
II/0138-00
- PX-1 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 1 Ah
Dim.: \varnothing 15,75 x 16,38
II/0135-00



Le pile Hellekens al mercurio e al manganese, sono un concentrato di energia.

Hanno una durata superiore, perché costruite con estrema accuratezza usando materiali selezionati.

Durata superiore significa anche maggiore affidabilità: le pile Hellekens assicurano un'alimentazione con tensione costante fino all'ultimo.

la pila danese più venduta nel mondo.

Tecnica d'impiego dei nuclei in ferrite a circuito chiuso

L'impiego dei nuclei in ferrite nelle bobine funzionanti ad alta e media frequenza consente di ridurre al minimo le dimensioni degli avvolgimenti, pur realizzando elevati valori induttivi, oltre che valori soddisfacenti del fattore di merito «Q».

L'articolo che segue, rilevato da Wireless World, chiarisce il metodo fondamentale di progettazione delle induttanze basate sul loro impiego, facilitando così il compito ai progettisti.

a cura di LUBI

Fin dall'inizio della sua esperienza, l'Autore di questo articolo si era interessato di radiotecnica, ed aveva affrontato varie volte il problema di far funzionare dei semplici ricevitori a cristallo: dal momento che abitava alla distanza di circa 50 km dal trasmettitore più vicino, che funzionava con la misera potenza di 2 kW, egli riteneva che le condizioni di ricezione fossero piuttosto inadeguate.

Di conseguenza, la progettazione delle bobine rimase per lui alquanto problematica per diversi anni. Uno dei motivi principali consisteva nel fatto che occorreva tener conto di variabili talmente numerose, che il calcolo risultava sempre complicato.

Per progettare una bobina a strato singolo, avente un'induttanza specifica, è infatti necessario partire dal diametro, dalla lunghezza dell'avvolgimento, e quindi calcolare il diametro del conduttore, il passo delle spire, ecc., prima di poterne calcolare il numero.

La maggiore difficoltà era il fatto che il primo tentativo portava sempre ad un risultato assurdo, per cui era sempre necessario tentare diverse volte, prima di ottenere un risultato accettabile. Anche in tal caso — comunque — rimanevano sempre seri dubbi che il risultato ottenuto fosse effettivamente corretto.

Nel caso delle bobine a strati multipli le cose erano ancora peggiori, se possibile, in quanto le dimensioni che potevano essere calcolate teoricamente erano raramente realizzabili in pratica.

In effetti, l'unico metodo pratico sembrava essere la realizzazione a caso di una bobina, per poi controllare con gli strumenti i risultati ottenuti, ed eseguire eventualmente dei calcoli.

La lettura dei dati tecnici relativi ai nuclei a scodellino è stata quindi di grande sollievo sotto questo aspetto: almeno, essi consentono di progettare un'induttanza con i calcoli relativi, e di ottenere un risultato quasi pari alle aspettative, almeno nella maggior parte dei casi.

Ciò premesso, conviene partire con una breve descrizione del materiale usato per l'allestimento di questi nuclei: è ben noto che — predisponendo un nucleo ferromagnetico all'interno di una bobina — se ne aumenta il valore auto-induttivo.

Tuttavia, il campo magnetico alternato provoca il manifestarsi di correnti parassite all'interno del nucleo, che assorbono energia all'indotto, e ne riducono il fattore di merito «Q». Tali perdite si manifestano prevalentemente a causa della bassa resistività intrinseca del materiale che costituisce il nucleo.

Queste perdite aumentano inoltre con l'aumentare della frequenza. Nei trasformatori è pratica comune ridurre l'entità realizzando il nucleo in materiale magnetico laminato, e separando le diverse lamelle tra loro con l'aggiunta di uno strato di carta sottile.

Più sottili sono i lamierini, minore è l'intensità delle correnti disperse, e maggiore risulta anche la frequenza con la quale il trasformatore può funzionare.

Tuttavia, è molto facile raggiungere un limite pratico molto rapidamente, per cui questo sistema, pur consentendo miglioramenti apprezzabili, non costituisce la risposta ideale nei confronti delle bobine adatte al funzionamento con frequenze molto alte.

Uno dei metodi più idonei per superare questi limiti imposti dai nuclei a struttura lamellare consiste nell'impiego di polvere di ferro pressata, costituita da particelle di ferro di dimensioni minime, o nell'impiego di qualsiasi altro tipo di materiale ferromagnetico, sospendendo però le particelle in un mezzo isolante, e sottoposto ad un procedimento di stampaggio per ottenere la forma tipica del nucleo.

Con questo sistema si ottiene un efficace isolamento delle particelle l'una rispetto all'altra, riducendo contemporaneamente l'intensità delle correnti parassite che scorrono all'interno del nucleo, con la conseguenza però di ridurre anche l'effettiva permeabilità del nucleo stesso, che risulta pari ad un decimo o ancora meno di quella che si otterrebbe con un materiale omogeneo e compatto.

Ciò nondimeno, questi nuclei di polvere di ferro risultano molto utili con le radiofrequenze, non soltanto in quanto permettono di aumentare efficacemente l'induttanza della bobina, ma anche in quanto — quando vengono usati nella forma tipica detta a «scodellino» — tendono a delimitare il campo magnetico all'interno della bobina, costituendo quindi una sorta di schermaggio.

Nel caso di funzionamento con le frequenze molto alte, i nuclei realiz-

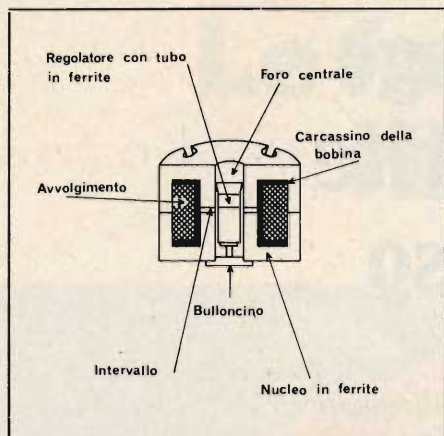


Fig. 1 - Disegno in sezione trasversale di un nucleo a scodellino, tracciato in modo tale da emettere in evidenza le caratteristiche costruttive interne.

zati in polvere di ferro risultano migliori dei nuclei in ferrite, sia sotto il punto di vista delle prestazioni, sia sotto il profilo economico. I metodi di progettazione che vengono qui di seguito descritti possono essere applicati anche ai nuclei in polvere di ferro.

A differenza di questi ultimi, i nuclei in ferrite vengono realizzati impiegando prevalentemente materiali non conduttori, che appartengono appunto alla famiglia delle ferriti. Queste ultime non sono altro che materiali refrattari di natura non metallica, costituiti da ossidi di ferro e da altri metalli, tra cui solitamente il cobalto, il rame, il manganese, il magnesio, il nichel o lo zinco.

I tipi di ferriti più importanti, o almeno di uso più comune, per la realizzazione dei nuclei a scodellino sono le miscele di manganese e zinco nonché di nichel e zinco. Durante i pro-

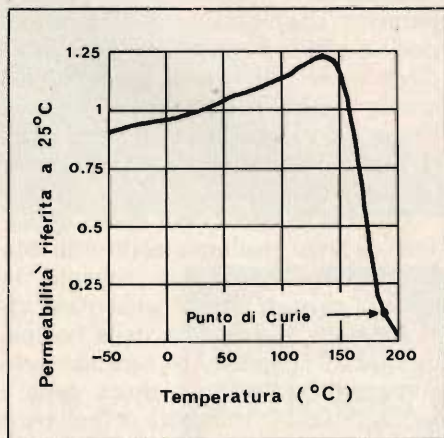


Fig. 2 - Grafico nel quale la curva rappresenta la variazione della permeabilità col variare della temperatura, nei confronti di un tipo di ferrite adatto all'impiego nei circuiti a bassa frequenza.

cedimenti di fabbricazione, le percentuali corrette dei relativi ossidi vengono miscelate tra loro, in modo che risultino uniformemente distribuite. In seguito, questa polvere viene stampata nella forma desiderata tramite una pressa, e gli oggetti che in tal modo vengono prodotti vengono sottoposti ad un trattamento termico, nella gamma di temperature compresa tra 1.000 e 1.300 °C.

Durante questo procedimento si verificano particolari reazioni chimiche, e — quando il nucleo in tal modo ottenuto si raffredda fino a tornare alla temperatura ambiente — risulta duro e rigido.

Questo procedimento termico, detto anche di sinterizzazione, è molto critico, in quanto le proprietà intrinseche del nucleo magnetico che si ottiene dipendono in forte misura appunto dai valori della temperatura, e dalla durata del periodo di tempo di «cottura».

Le strutture geometriche ottenute con questo procedimento subiscono un «ritiro» molto pronunciato (compreso tra il 20 ed il 25%) durante la «cottura», e — dal momento che la ferrite risulta molto dura agli effetti delle ulteriori lavorazioni — è importante che la densità del materiale stampato risulti corretta prima del trattamento termico, in quanto le eventuali correzioni successive risulterebbero molto costose.

I nuclei usati per l'allestimento delle bobine vengono definiti col termine di «soffici». In questo caso specifico, il termine non significa che il materiale risulta morbido, bensì che il nucleo non rimane magnetizzato in modo apprezzabile dopo l'estinzione del campo magnetico ad esso applicato. Praticamente, il significato è analogo a quello del «ferro dolce» che si usa per definire il materiale con cui si realizzano le espansioni polari dei magneti, che — a loro volta — perdono quasi completamente la magnetizzazione quando la sorgente di energia magnetica viene allontanata.

Per l'impiego nel campo delle induttanze, i nuclei a scodellino vengono realizzati solitamente nella forma tipica illustrata alla figura 1. Le superfici che si appoggiano l'una contro l'altra sono perfettamente levigate e lucide, in modo che l'intervallo di aria risulta ridotto al minimo.

L'effettiva permeabilità del materiale fondamentale del nucleo risulta dell'ordine di 2.000 per le ferriti per impieghi nella bassa frequenza, e si riduce ad un valore pari a 100 nel caso delle frequenze elevate.

Questa permeabilità fondamentale è però molto sensibile alle variazioni di temperatura, e — sotto questo aspetto — il grado di sensibilità dipende dalla composizione tipica della ferrite.

Normalmente, la permeabilità aumenta in modo pressoché stabile con l'aumentare della temperatura, fino ad un punto critico, oltre il quale diminuisce invece rapidamente, fino al punto di Curie, come risulta dal grafico di figura 2.

Il punto di Curie viene generalmente definito in funzione della temperatura per la quale la permeabilità si riduce al 10% del suo valore massimo, e — in linea di massima — si trova nella gamma compresa tra 150 e 200 °C per la maggior parte delle ferriti, sebbene alcune di esse presentino un punto di Curie che raggiunge la temperatura di 500 °C.

Per le induttanze, i nuclei vengono solitamente modificati molando il corpo cilindrico centrale, allo scopo di creare artificialmente un intervallo di aria lungo il percorso magnetico.

La permeabilità di lavoro di questi nuclei, dopo il procedimento di produzione, dipende dalla larghezza di questo intervallo, che conferisce all'intero nucleo altre due proprietà interessanti, e precisamente:

- In primo luogo, il coefficiente di temperatura risulta notevolmente ridotto, in quanto dipende in tal caso in maggior misura dalle dimensioni fisiche del nucleo. Quindi, è possibile specificare i coefficienti di temperatura di vari tipi di nuclei, con notevole precisione.
- In secondo luogo, regolando la posizione del corpo di ferrite in modo che esso costituisca un ponte lungo l'intervallo citato, è possibile regolare la permeabilità di lavoro del nucleo, e quindi variare l'induttanza della bobina su di esso avvolta.

Come è possibile presumere, i nuclei con intervallo molto ridotto (ossia ad alta permeabilità) presentano una gamma di regolazione minore di quelli che denotano invece un intervallo più largo, sebbene nessuno di essi presenti una gamma di variazione molto estesa (di solito compresa tra il 5 ed il 25%).

Nei primi tipi di nuclei, il dispositivo di regolazione non era incorporato nel nucleo, per cui era necessario da parte del costruttore della bobina molare il nucleo in modo da ottenere il valore induttivo necessario. Questo effetto veniva realizzato strofinando il nucleo contro tela smerigliata molto

sottile, ma facendo anche molta attenzione a mantenere perfettamente piatte le superfici.

Il metodo è stato citato in quanto viene ancora sfruttato quando un'induttanza si trova appena al di fuori della sua gamma di funzionamento. Tuttavia, non risulta consigliabile attualmente in quanto i nuclei possono rompersi facilmente a causa del surriscaldamento che deriva da un attrito eccessivo nei confronti della tela smerigliata.

Per ottenere prestazioni ripetibili e stabili, è essenziale che le due metà del nucleo a scodellino siano adeguatamente bloccate l'una contro l'altra. A tale riguardo la maggior parte dei fabbricanti fornisce anche eccellenti sistemi di bloccaggio, sebbene l'impiego dell'Araldite, ad esempio, costituisce un metodo abbastanza efficace.

I nuclei vengono di solito realizzati in componenti accoppiati, ed è quindi meglio tenere le diverse coppie unite, allo scopo di evitare di scambiare pezzi da una coppia all'altra. Se le metà assorbite venissero miscelate tra loro, l'assortimento adeguato alle esigenze risulterebbe problematico e soprattutto noioso.

LE PERDITE NEL NUCLEO

Le perdite che si verificano nei nuclei in ferrite appartengono a tre tipi principali: si riscontrano infatti perdite per isteresi, perdite per correnti di Foucault, e perdite per magnetizzazione residua. Vediamo di analizzarle separatamente.

Le perdite per isteresi sono normalmente di minima entità rispetto alle perdite di altro tipo, e — con bassi livelli di pilotaggio — possono essere completamente ignorate. Nel funzionamento con segnali ad alto livello —

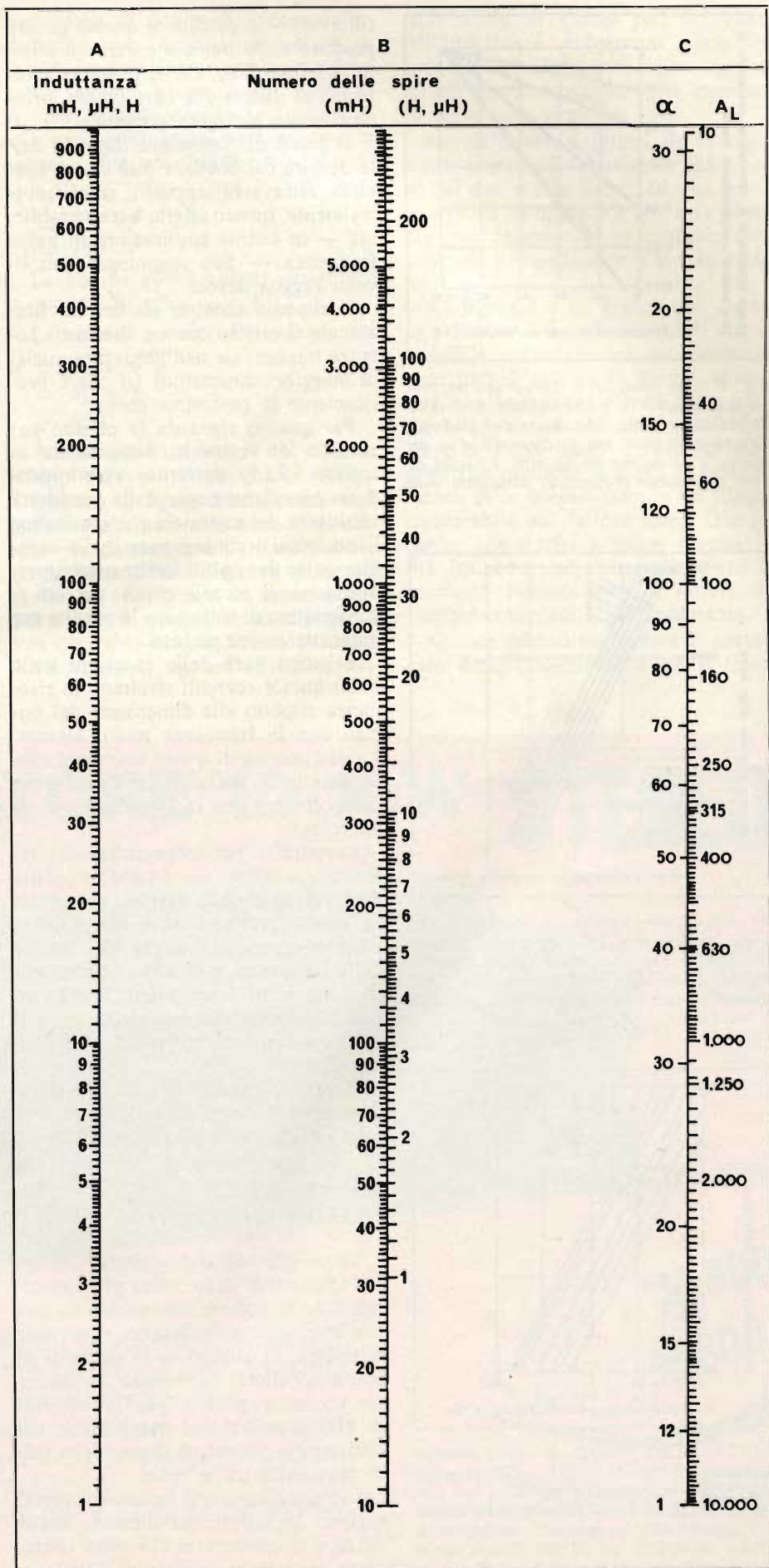


Fig. 5 - Per calcolare il numero delle spire necessarie per costruire una bobina con l'aiuto di questo abaco, è sufficiente appoggiare un righello in posizione trasversale, in modo da unire tra loro il punto relativo all'induttanza necessaria (sulla scala «A») con il punto corrispondente al valore di A_L oppure quello del fattore « α » (sulla scala «C») relativi al nucleo usato. Il numero delle spire viene letto sulla scala centrale (B). Si noti che per i valori induttivi espressi in micro-Henry occorre usare il lato destro delle scale A e B. Per i valori induttivi espressi in milli-Henry occorre usare il lato sinistro delle medesime scale. Per valori induttivi espressi in Henry usare le medesime scale suggerite per i valori in micro-Henry, moltiplicando però il numero delle spire ottenute per il fattore fisso 1.000.

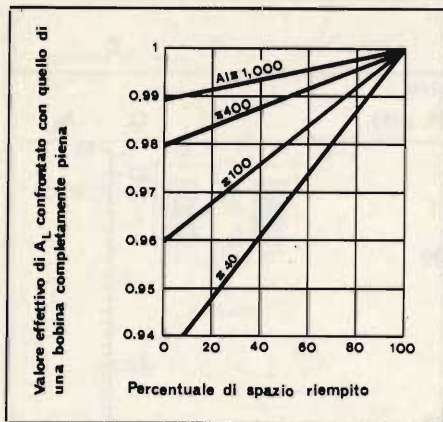


Fig. 4 - La famiglia di curve qui rappresentata denota in quale misura il fattore di induzione varia col variare del grado di riempimento dello spazio disponibile in un nucleo a scodellino da 18 mm. I nuclei di altre dimensioni presentano variazioni analoghe.

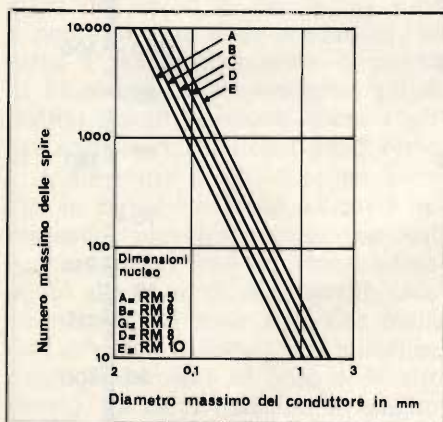


Fig. 5-A - Curve esprimenti il rapporto tra il massimo numero delle spire ed il diametro globale del conduttore in millimetri, riferito a nuclei a struttura rotonda delle dimensioni precisate nel rettangolo inferiore di sinistra.

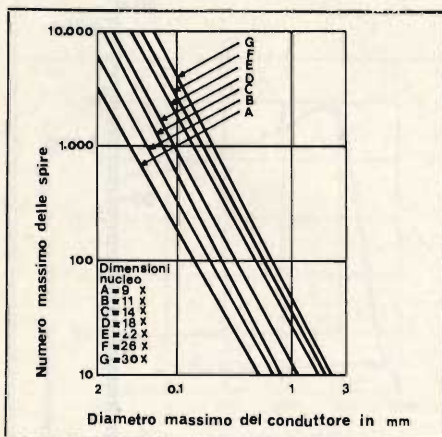


Fig. 5-B - Altra famiglia di curve relative però ad altri tipi di nuclei, della categoria denominata «rectangular module», nei modelli precisati in basso a sinistra. Le lettere dell'alfabeto che precedono i modelli sono riferite al codice di identificazione delle curve, come nel grafico di figura 5-A.

tuttavia — le perdite di questo genere possono contribuire a creare un effetto indesiderabile, che si presenta sotto forma di distorsione non lineare, principalmente per terza armonica.

Il grado di distorsione dipende dalla densità del flusso, e può essere previsto attraverso appositi calcoli: normalmente, questo effetto è trascurabile, ma — in alcune applicazioni in bassa frequenza — può raggiungere un livello ragguardevole.

Il rimedio consiste sia nel far funzionare il nucleo con un livello di potenza minore, sia nell'impiegare nuclei di maggiori dimensioni (il che è praticamente la medesima cosa).

Per quanto riguarda le perdite per correnti di Foucault, dette anche in inglese «Eddy currents» esse dipendono prevalentemente dalla resistività intrinseca del materiale che costituisce il nucleo. Di conseguenza, nella maggior parte dei tipi di ferrite queste perdite sono di piccola entità, per cui si confondono di solito con le perdite per magnetizzazione residua.

Esistono però delle eccezioni nelle quali queste correnti risultano in risonanza rispetto alle dimensioni del nucleo con le frequenze molto elevate. La discussione di questi fenomeni esula comunque dallo scopo che si desidera ottenere con la stesura di questo articolo.

Le perdite per magnetizzazione residua — infine — dipendono dalla composizione della ferrite, e variano in modo piuttosto notevole. Queste perdite dipendono anche dal valore della frequenza, e di solito aumentano in modo relativamente lento fino ad un valore critico della frequenza, oltre il quale aumentano in modo preoccupante.

Di conseguenza, il tipo di ferrite determina il valore delle frequenze limite di funzionamento di una bobina.

LE PERDITE NELL'AVVOLGIMENTO

Le perdite che si manifestano lungo l'avvolgimento sono molto più apprezzabili nelle bobine con nucleo in ferrite che non nelle bobine sprovviste di nucleo, in quanto — in aggiunta al ben noto effetto pellicolare — esistono anche le perdite per le correnti di «Foucault» che si manifestano nel conduttore, provocate dagli effetti della prossimità tra le spire

Ciò significa che il fattore di merito «Q» di un'induttanza dipende anche dal tipo di conduttore che viene usato, come pure dalle perdite nel nucleo.

In genere, i conduttori di tipo solido permettono di ottenere un valore massimo del fattore di merito «Q» con frequenze molto più basse dei conduttori a fili multipli. In questo campo specifico, un noto fabbricante ha potuto stabilire quanto segue:

- Con conduttori a filo singolo, il valore massimo del fattore «Q» è risultato pari a 200 alla frequenza di 20 kHz (con valori induttivi compresi tra 10 e 100 mH)
- Con conduttori a fili multipli smaltati da 0,06 mm, il valore massimo del fattore di merito «Q» è risultato pari a 600 alla frequenza di 150 kHz (con valori induttivi compresi tra 0,2 ed 1 mH)
- Con conduttori multipli da 0,04 mm il fattore di merito «Q» è risultato pari a 700 alla frequenza di 200 kHz (con valore induttivo compreso tra 0,2 ed 1 mH).

Le informazioni di questo genere vengono solitamente comprese nei dati tecnici forniti dai fabbricanti dei vari tipi di nuclei, che di solito riportano le curve tipiche ISO-«Q», sebbene tali dati vengano di solito forniti anche sotto forma tabulare.

La parola «tipico» non va intesa però nel suo significato letterale: in realtà, essa definisce un risultato che è stato ottenuto «almeno una volta».

In ogni caso — tuttavia — il valore quotato per il fattore di merito «Q» può essere preso in considerazione rispetto alle condizioni ideali, quando cioè tutti gli altri dettagli sono completamente sotto controllo.

Si rammenti comunque che, anche se il suddetto fattore di merito risulta inferiore a quello previsto, esso risulta in ogni caso molto più alto di quello che sarebbe stato possibile ottenere con una bobina normale priva di nucleo, e — naturalmente — col vantaggio supplementare che le dimensioni della bobina risultano molto minori.

CONCETTI FONDAMENTALI DI CALCOLO

Il calcolo del numero delle spire necessarie per ottenere un particolare valore induttivo è molto facile, in quanto i fabbricanti dei nuclei forniscono nei dati tecnici o il valore di A_L (fattore di induzione), oppure il fattore α (fattore spire). Questi valori possono essere definiti come segue:

A_L (fattore di induzione) - Rappresenta la cosiddetta autoinduttanza, espressa in nano-Henry), che una bobina avvolta sul nucleo presen-

terebbe se fosse costituita da un'unica spira. Sussiste quindi la formula che segue:

$$A_L = L : N^2$$

oppure

$$N = \sqrt{L : A_L}$$

nelle quali

L = induttanza in nH

N = numero delle spire

Il simbolo « α » (a volte sostituito dai simboli C oppure K) rappresenta il fattore spire, vale a dire il numero delle spire necessarie per una bobina avvolta su quel nucleo, per fornire l'induttanza di 1 mH.

Sussistono quindi le formule che seguono:

$$\alpha = N : \sqrt{L}$$

oppure

$$N = \alpha \sqrt{L}$$

nelle quali

L = induttanza in mH

N = numero delle spire

Per meglio comprendere il sistema di progettazione di una bobina, facciamo un esempio pratico: supponia-

mo infatti di dover realizzare un'induttanza che presenti un valore di 9 mH. Se il nucleo sul quale essa deve essere avvolta presenta un valore di A_L pari a 400, oppure un valore di « α » pari a 50, in tal caso avremo le seguenti due possibilità:

$$\begin{aligned} N &= \sqrt{0,009 \times 10^6 / 400} \\ &= 3 \times 10^3 / 20 \\ &= 150 \end{aligned}$$

La bobina dovrà quindi presentare in totale 150 spire.

La seconda possibilità è la seguente:

$$\begin{aligned} N &= 50 \times \sqrt{9} \\ &= 50 \times 3 \\ &= 150 \end{aligned}$$

Anche in questo caso la bobina presenta dunque un totale di 150 spire

L'abaco di **figura 3** costituisce una semplice alternativa al metodo di calcolo per determinare il numero delle spire. Basta infatti disporre di un righello, ed appoggiarlo in modo da attraversare il grafico orizzontalmente o in direzione obliqua, tanto da unire il valore di A_L oppure quello di « α »

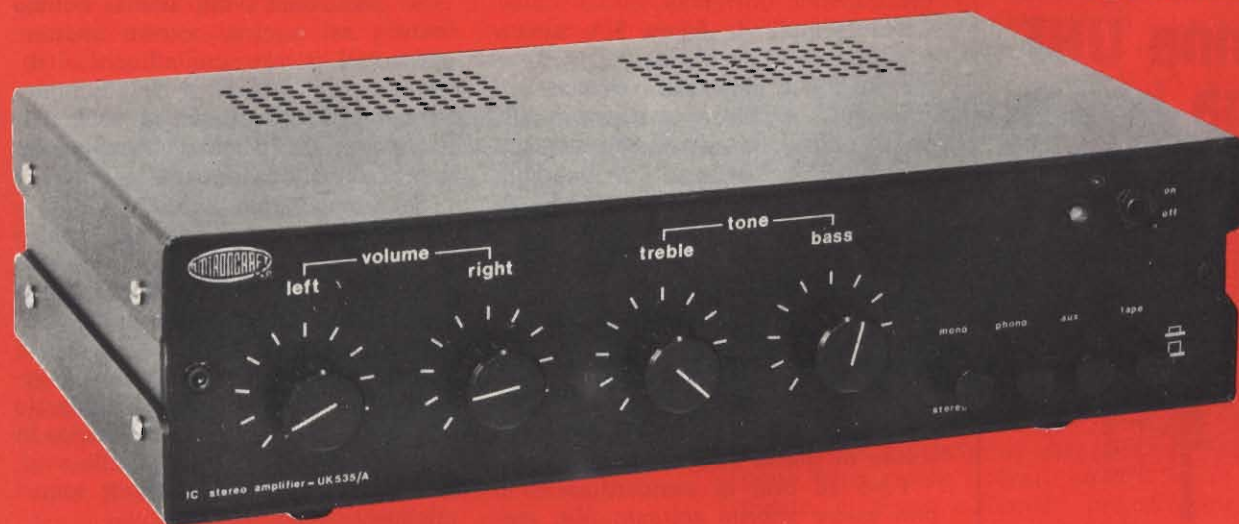
sulla scala di destra con il valore dell'induttanza necessaria, rilevabile sulla scala di sinistra, per leggere quindi il numero delle spire necessarie sulla scala centrale.

Normalmente, i fattori di avvolgimento forniti dal fabbricante nell'elenco dei dati si riferiscono ad una bobina avvolta in modo tale che essa riempia una determinata percentuale dello spazio disponibile per l'avvolgimento.

La **figura 4** è un grafico che mette in evidenza il tipo di variazioni che è possibile prevedere con un determinato tipo di nucleo. In genere, si noterà che con valori elevati della permeabilità (ossia nei casi in cui l'intervallo d'aria lungo il percorso magnetico è minimo) il grado di riempimento della bobina esercita un effetto trascurabile sul fattore spire. D'altro canto, con nuclei a minor permeabilità (quando cioè l'intervallo d'aria è piuttosto pronunciato) il fattore di riempimento risulta più importante.

Questo effetto particolare è provocato dalle condizioni in cui si trova

AMPLIFICATORE 10+10W STEREO



UK 535/A

Il circuito elettrico è interamente realizzato con circuiti integrati che, oltre a consentire un'ottima resa acustica, assicurano la totale protezione dei circuiti finali.

È dotato di comandi separati sia per il tono che per il volume e di prese per registratore, giradischi, sintonizzatore e casse acustiche.

La risposta di frequenza, a -3 dB, è di $40 \div 20.000$ Hz.

Kit L. 32.800

Montato L. 38.800

IN VENDITA
PRESSO TUTTE LE SEDI

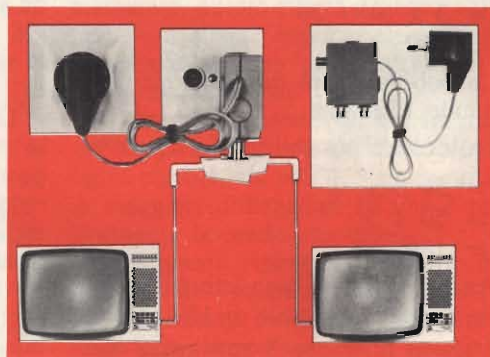
G.B.C.
italiana

NOVITÀ DALLA **Stolle**

Ripartitore amplificato per 2 televisori

canali : 2 ÷ 65
 guadagno : 12 dB
 fattore di rumore : 6 ÷ 8 Kto
 alim. : 220 Vc.a.
 NA/3286-01

In vendita presso le sedi G.B.C.



il campo magnetico lungo l'intervallo. E' buona pratica — tuttavia — scegliere un diametro del conduttore che permetta di riempire completamente o quasi lo spazio disponibile, nel modo migliore possibile. Ciò consente di ottenere il valore minimo della resi-

stenza alla corrente continua, unitamente al valore più elevato del fattore di merito «Q».

Molti fabbricanti di nuclei forniscono tabelle o grafici che illustrano il numero delle spire con le quali è possibile riempire completamente i diversi nuclei. Ora che è stato raggiunto un certo grado di standardizzazione nei tipi di nuclei, risulta possibile preparare dei grafici relativi agli avvolgimenti che consentono applicazioni praticamente universali.

Ad esempio, la **figura 5-A** rappresenta i dati di avvolgimento per i nuclei aventi le dimensioni elencate nel rettangolo in basso a sinistra dello stesso grafico, in riferimento alle curve identificate dalle lettere dell'alfabeto comprese tra A ed E. Il grafico di **figura 5-B** fornisce i medesimi tipi di dati per nuclei del tipo «r.m.» (rectangular module).

Il numero delle spire che possono essere installate all'interno di ciascun nucleo è naturalmente nominale, per cui è in genere più sicuro usare una sezione del conduttore leggermente più sottile di quella suggerita dal grafico.

Fino ad ora, la standardizzazione può essere riferita soltanto alle specifiche delle dimensioni dei nuclei e dei supporti, nonché al valore di A_L . Nulla si dice dei sistemi di bloccaggio, dei metodi per l'esecuzione dei terminali, o dei dispositivi di regolazione dell'induttanza, almeno per quanto si sa fino ad ora.

Questi dati, anche se a volte vengono specificati, sono purtroppo molto spesso completamente ignorati. In genere, i fabbricanti più esperti producono esemplari abbastanza compati-

bili tra loro, ma non sempre si può affermare la medesima cosa nei confronti dei nuclei prodotti da altri fabbricanti ancora. Ciò significa che è necessario studiare tipi alternativi di nuclei con molta cura, prima di accettare degli esemplari come equivalenti di altri.

All'inizio di questo articolo ci siamo riferiti al coefficiente di temperatura in rapporto alla permeabilità: ovviamente, questo coefficiente esercita una certa influenza sulla stabilità dell'induttanza infinita.

In pratica esistono uno o due argomenti che devono essere controllati con cura, quando si desidera ottenere la massima stabilità possibile. Essi consistono nel movimento della bobina all'interno del nucleo, che può provocare variazioni lievi di induttanza, e quindi rende eventualmente necessario il fissaggio dell'avvolgimento all'interno dello scodellino. Analogamente, il movimento di alcune spire individuali della bobina possono essere causa di fenomeni di instabilità. Di conseguenza, è utile anche impregnare la bobina prima del montaggio.

In pratica, se l'umidità penetra all'interno della bobina può essere causa di una diminuzione del fattore di merito «Q», e questo è un altro motivo per il quale è utile il procedimento di impregnazione.

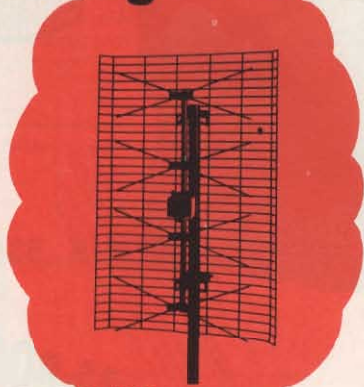
Se esso viene svolto con la bobina inserita nel nucleo, occorre adottare particolari precauzioni affinché il dispositivo di regolazione dell'induttanza rimanga accessibile, ed anche affinché esso risulti ancora mobile dopo il procedimento stesso.

Se da un canto l'umidità non influisce sulla permeabilità del nucleo in se stesso, in modo apprezzabile, può influenzare il sistema di regolazione dell'induttanza, per cui è utile eseguire un controllo al riguardo. In linea di massima, i dispositivi di regolazione che consistono in un tubetto di ferrite adattato ad un manicotto in plastica con un foro centrale da avvitare contro una vite di ottone sono i migliori.

Un altro punto da considerare è un fenomeno noto come «disaccomodamento». Si tratta di una modifica temporanea della permeabilità, che si manifesta se il nucleo viene sottoposto ad un urto meccanico o ad una forte variazione di temperatura. Tuttavia, a patto che la regolazione finale dell'induttanza venga effettuata almeno ventiquattro ore dopo tale fenomeno, l'effetto non può essere preoccupante.

NOVITÀ **Stolle**

Antenna UHF a larga banda



Tipo FA 20/45 Y

Riflettore : griglia
 Elementi : quattro
 Rapporto av/ind. : 25 dB
 Guadagno : vedere tabella
 Carico del vento : 8 Kp
 NA/4725-02

canali	21 ÷ 30	31 ÷ 37	38 ÷ 42	43 ÷ 47
guadagno	9 dB	9,5 dB	10 dB	10,5 dB
canali	48 ÷ 52	53 ÷ 60	60 ÷ 65	65 ÷ 70
guadagno	11 dB	11,5 dB	10,5 dB	9,5 dB

In vendita presso le sedi G.B.C.

Tracciature per transistori

Un tracciatore di curve per transistori mostra le curve caratteristiche dinamiche di transistori e semiconduttori in generale sullo schermo di un tubo a raggi catodici. Esamineremo in questo articolo alcuni dei tracciati che è possibile ottenere con un simile strumento e come interpretarli per ricavarne i parametri più interessanti di diodi e transistori.

di Aldo PRIZZI



Alcuni anni fa, nelle riviste tecniche (e intendo ovviamente, elettroniche o specificamente radio-televisive) ci fu una fioritura di articoli un po' monotematici.

Mi ci provai anch'io.

Come dicevo, il tema era unico: succede spesso, così come per gli avvenimenti di cronaca.

Avete mai fatto caso, che in certi periodi i giornali sventolano titoli su fatti che pare si stiano concentrando tutti in quel breve lasso di tempo?

Così c'è la settimana nera per l'aviazione civile, quella per il traffico autostradale, etc. Indubbiamente può succedere anche per l'elettronica; ma, a volte, accade più semplicemente che ci sono, giacenti in redazione, degli articoli fino allora negletti: la pubblicazione di articoli consimili da parte di riviste eufemisticamente definite «consorelle», li fa uscire dal limbo, corredati di una presentazione in più rispetto all'articolo che ha scatenato la gara.

Dicevo, qualche riga addietro, — «ci provai anch'io».

Tra i miei peccati di gioventù bisogna infatti annoverare anche quello di aver costruito un tracciatore di curve per transistori, dopo un breve e non accurato lavoro di progettazione.

Tali strumenti sono quanto mai interessanti, sia per il tecnico che per il dilettante, permettendo di «vedere» e di rilevare quindi le caratteristiche reali del transistor, non quelle riportate dalla fabbrica produttrice, sovente fittizie, sia per la naturale dispersione dei parametri che si verifica per i transistori a giunzione, sia perchè, molte volte, il dilettante che usa un transistor lo ha in precedenza salvaguardato dal pericolo di... gelate notturne, con una sbrinatoria molto ben calibrata.

Non mi spiego quindi come tali strumenti non siano ancora molto diffusi, soprattutto in campo didattico, dove possono dare un supporto non trascurabile all'insegnante che affronta insieme agli allievi lo scoglio del rilievo e della successiva interpretazione delle curve caratteristiche di un semiconduttore.

Una spiegazione, o un tentativo, si potrebbe forse ricercare nel fatto che manca negli utenti la fantasia in grado di portarli a sfruttare al massimo lo strumento di cui parliamo, e che — prodotto da industrie serie — costa anziché no, e quindi manca l'incentivo ad un acquisto

ragionato di tale simpatico, ed in verità utilissimo, aiutante per il proprio laboratorio sia esso diletteristico, o a livello ufficio progettazione.

Dalle righe precedenti sarà chiaro, e se non lo è lo chiariscono «hic et nunc», che la mia intenzione non è quella di descrivere il progetto di costruzione di siffatto strumento, nè di spingere al suo acquisto. Preferisco invece stimolare i lettori alla ricerca del vecchio «transistor curve tracer» che hanno lasciato ammuffire in fondo all'armadio, per utilizzarlo, se non al meglio, almeno per una gamma notevole di analisi, oltre a quelle previste dal foglio di istruzioni.

E' questo, anche, il motivo per cui, tra tutti quelli in commercio, mi son rifatto ad un provatransistori professionale, sì, ma non recentissimo (10 anni or sono era l'ultimo grido della tecnica... negli U.S.A. Da noi giunse più tardi, anche se non proprio ieri).

Il modello che servirà da riferimento è il ben noto (per chi lo ha sentito nominare) Tektronix 575.

I tracciati evidentemente si riferiscono a caratteristiche di transistori ben al di sotto della frequenza di taglio, quindi non vengono rilevati ad alte frequenze (ed il comportamento del transistor in queste condizioni non forma l'oggetto di questo articolo, bensì — se richiesto — di uno successivo), ma ad una frequenza sempre inferiore od al massimo eguale a 1000 Hz.

Gli esempi che abbiamo scelto si riferiscono in particolare al modo di ricavare i parametri ibridi dalle curve caratteristiche, anche se altri parametri potrebbero altrettanto bene essere ricavati. Inoltre, ancor più particolarmente, ci siamo soffermati prevalentemente sui circuiti — e relativi parametri — in EC.

I ragionamenti che esporremo, però, sono facilmente riversabili ai casi BC e CC, oltre che, indifferentemente a transistori PNP ed NPN.

VANTAGGI DI UN TRACCIACURVE

La presentazione visuale di una famiglia di curve caratteristiche di un transistor, usando tecniche oscillografiche, impiegando sorgenti di tensioni e correnti sincronamente variabili, sia continuamente, che a gradini, offre certi vantaggi sulle tecniche di misura e di rilievo punto

per punto, utilizzando sorgenti di tensione continua:

1) Piccole (ma importanti) irregolarità nelle curve caratteristiche, che possono sfuggire col metodo punto a punto, sono facilmente localizzabili.

2) Anche le variazioni estreme dei valori di un parametro possono essere osservate senza alterare le condizioni di lavoro del transistor.

3) La variazione di grandezza di due parametri può essere osservata contemporaneamente, così come la dipendenza di uno di essi dall'altro.

4) La breve durata e il bassissimo ciclo utile della tensione o corrente variabile applicata al transistor sono causa di deriva termica molto inferiore a quella che si verifica con la tecnica punto a punto. Quindi vengono minimizzati effetti ed inesattezze dovute alla deriva termica, od al semplice gradiente termico

5) Per lo stesso motivo i valori massimi delle grandezze elettriche che interessano un transistor in funzionamento possono essere osservati senza che ciò faccia superare i limiti di sicurezza della sua dissipazione di potenza: vengono così resi minimi i rischi di rotture alla giunzione.

6) Altro motivo di preferenza è dato dalla rapidità con cui un sistema fotografico — del tipo Polaroid, ad esempio — registra la famiglia di curve dallo schermo dell'oscilloscopio, in contrasto con la lentezza di un tracciato punto a punto (si può anche ricorrere ad esposizioni multiple!).

7) Infine si può ottenere sul grafico anche la rappresentazione della retta di carico del transistor per i valori voluti di resistenza, in modo da poter analizzare le sue prestazioni in «funzionamento reale».

FUNZIONAMENTO DEL TRACCIACURVE

Premettiamo innanzitutto che le curve caratteristiche dei transistori (e questo è sempre vero, sia pure in grado meno drammatico di un tempo) possono deviare anche notevolmente da quelle «nominali» pubblicate dai costruttori nei loro cataloghi e «data sheet»; in ogni caso la differenza rispetto alle caratteristiche nominali è compresa entro i limiti di tolleranza specificati dal costruttore (mentre, come si ricorderà, ormai dalla preistoria dei componenti elettronici, i tubi elettronici hanno curve reali molto simili a quelle nominali, ed i loro dati non presentano tolleranze.

Uno schema «a blocchi funzionali» del Tektronix 575 è mostrato nella figura 1, mentre la figura 1-a mostra lo schema di principio di un tracciatore di curve del tipo che fa apparire una curva alla volta sopra lo schermo del tubo a raggi catodici. Eventualmente la famiglia di curve potrebbe essere ottenuta per esposizione multipla su di una attrezzatura Polaroid.

Rifacciamoci, come già avevamo detto nella premessa, allo strumento campione: in esso vengono sviluppati due segnali per applicarli al transistor in prova.

Uno di essi consiste di una serie di gradini ognuno dei quali a tensione costante oppure a corrente costante, nor-

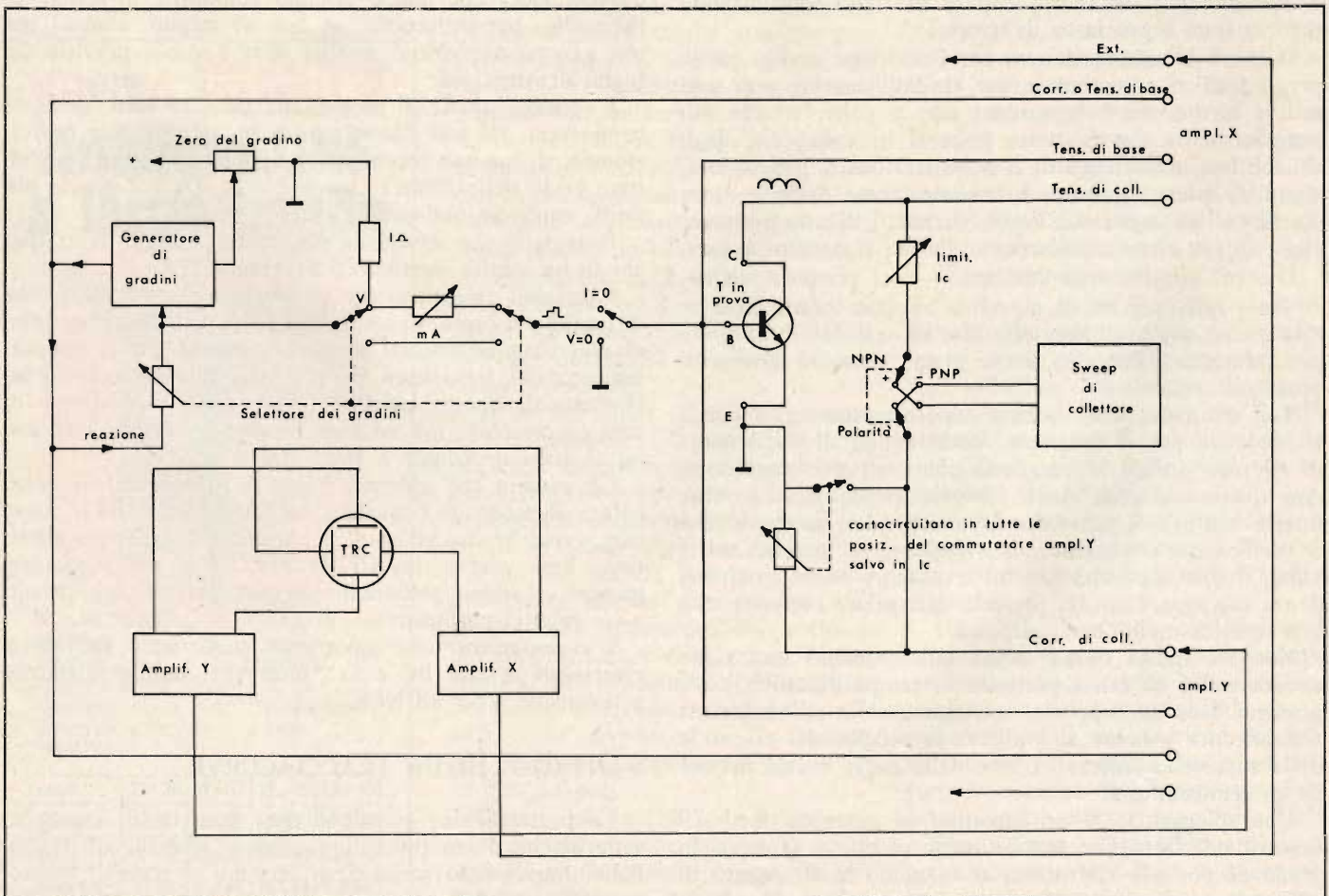


Fig. 1 - Schema a blocchi del tracciacurve Tektronix 575.

malmente applicati alla base (per la configurazione ad emettitore comune), oppure all'emettitore (per la configurazione BC).

L'altro segnale è costituito da un semiciclo di un'onda sinusoidale, di ampiezza regolabile, normalmente applicato al collettore. I due segnali sono sincronizzati cosicché per la durata di un gradino, o di un mezzo gradino, c'è un'escursione della tensione applicata al collettore da zero al valore massimo, e poi di nuovo a zero.

Il generatore di gradini per la base produce da quattro a dodici gradini di valore crescente, ben determinato, ma (durante il gradino) di valore rigorosamente costante. La durata di ogni gradino è nominalmente di $1/120''$ oppure $1/240''$ mentre, se usato con la corrente alternata Italiana, o europea in generale, la durata passa a $1/100''$ e rispettivamente a $1/200''$. La rampa di gradini può essere resa ripetitiva, può essere fatta presentare una volta sola, oppure può essere annullata e la base alimentata a corrente zero, oppure a tensione zero.

L'uscita del generatore di gradini è portata tramite un commutatore al terminale di base (B) del pannello dello strumento.

Il commutatore inoltre permette di staccare la base dal generatore e di collegarla a massa, se occorre provare il transistor con base ed emitter cortocircuitati, oppure di lasciarla isolata, se è necessario effettuare la prova a base staccata.

La sorgente della tensione variabile che alimenta il collettore viene denominata sullo schema «sweep di collettore».

Tale sweep di collettore è regolabile in ampiezza da zero a venti volt a 10 ampere massimi, oppure da zero a 200 volt, per una corrente massima di un ampere. La polarità della tensione di sweep può essere resa positiva, oppure negativa, a seconda se il transistor è un PNP oppure un NPN. La durata dello sweep è di $1/120''$ nello standard americano, di $1/100''$ in quello europeo, provenendo evidentemente dalla rettificazione della corrente di rete.

L'alimentazione per il collettore del transistor in prova può essere collegata direttamente al terminale c dello zoccolo, oppure può esservi inserito in serie un resistore variabile in funzione di limitatore della dissipazione.

Il terzo terminale (emettitore), dello zoccolo — e quindi del transistor in prova — è collegato direttamente alla massa.

Esiste la possibilità di commutare lo zoccolo di sinistra togliendogli le connessioni e portandole, tramite un opportuno comando che possiede una posizione intermedia completamente scollegata, allo zoccolo di destra; ciò permette di confrontare tra loro due transistori nelle medesime condizioni, per effettuare eventuali selezioni che si rendessero necessarie.

Un altro commutatore, non raffigurato nello schema di principio di figura 1, permette ESCLUSIVAMENTE la commutazione da circuito a base comune in circuito ad emittore comune, e viceversa.

L'amplificatore orizzontale può essere connesso per presentare uno di quattro segnali sull'asse orizzontale del tubo a raggi catodici:

1. tensione di collettore
2. tensione di base
3. corrente di base
4. un segnale esterno.

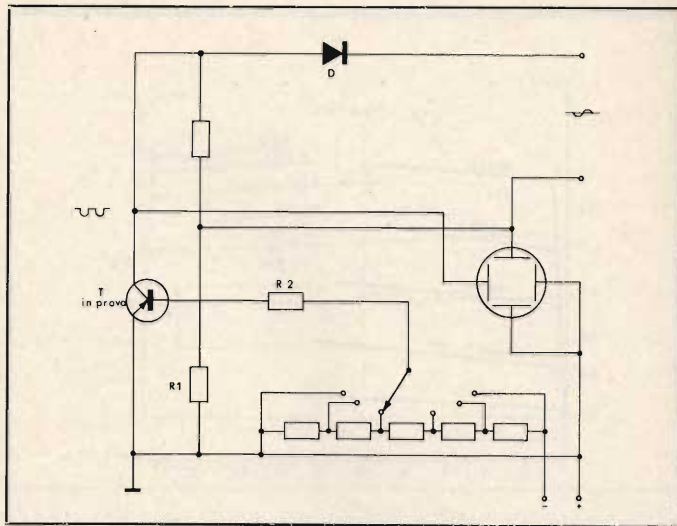


Fig. 1-A - Principio di un tracciacurve singole.

Alla stessa maniera, l'amplificatore verticale può essere connesso per presentare sullo schermo del tubo a raggi catodici uno di quattro segnali:

1. corrente di collettore
2. tensione di base
3. corrente di base
4. un segnale esterno: tutti sull'asse verticale, ovviamente.

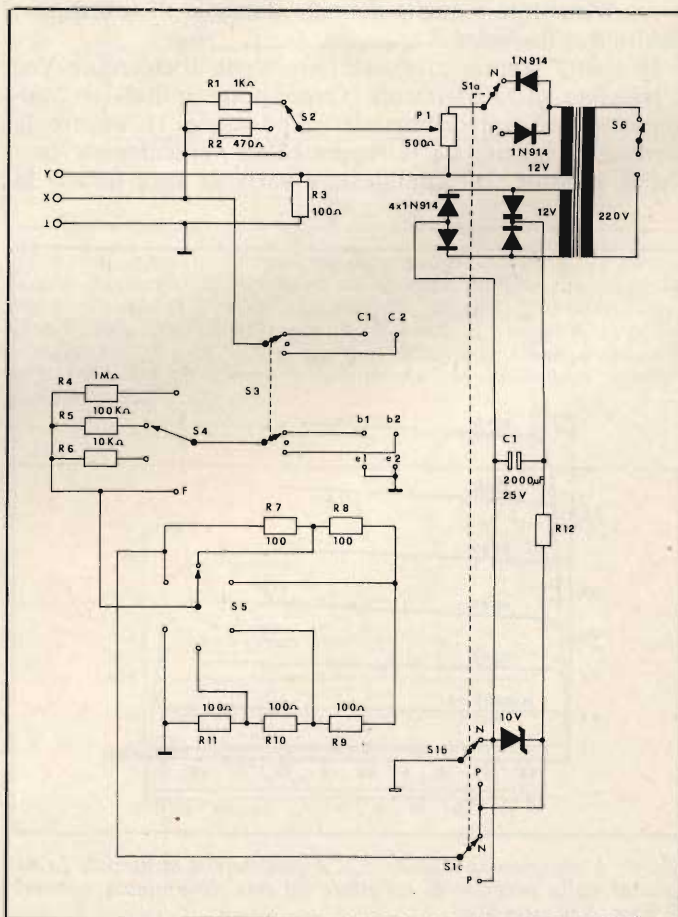


Fig. 2 - Schema elettrico di un tracciacurve, la cui costruzione è proposta nell'articolo.

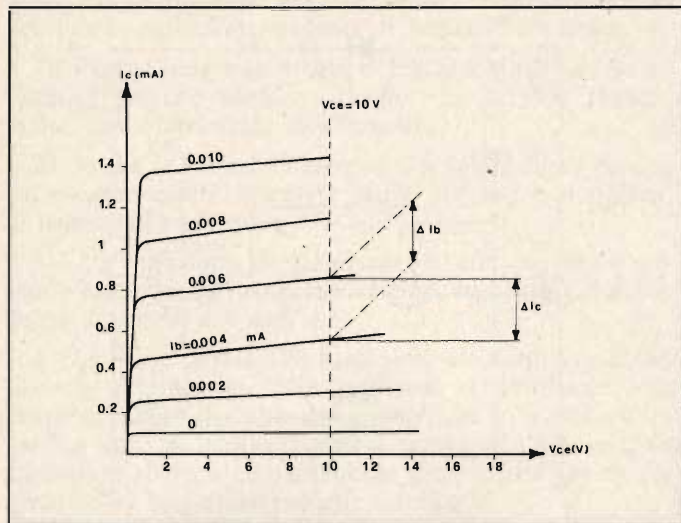


Fig. 3 - Il coefficiente di amplificazione di corrente (h_{21e}) viene determinato misurando la variazione di corrente di collettore determinata da una variazione nella corrente di base, ad una specifica tensione di collettore. Nell'esempio:

$$V_{ce} = 10 \text{ V}; h_{21e} = \Delta I_c / \Delta I_b = 0,3 / 0,002 = 150$$

$$h_{21b} = h_{21e} / (h_{21e} + 1) = 150 / 151 = 0,993.$$

Le curve si riferiscono ad un transistor NPN in configurazione EC.

CONSIDERAZIONI SUI GRAFICI TRACCIATI DALLO STRUMENTO

La famiglia di curve più comunemente usata analizzando un transistor è quella definita «famiglia di collettore», mostrata nella figura 3.

In questa rappresentazione, la tensione di collettore V_{ce} è tracciata orizzontalmente (predisporre quindi il commutatore dell'asse orizzontale in posizione 1) mentre la corrente di collettore I_c è rappresentata verticalmente (anche il selettore dell'amplificatore verticale sarà quindi in

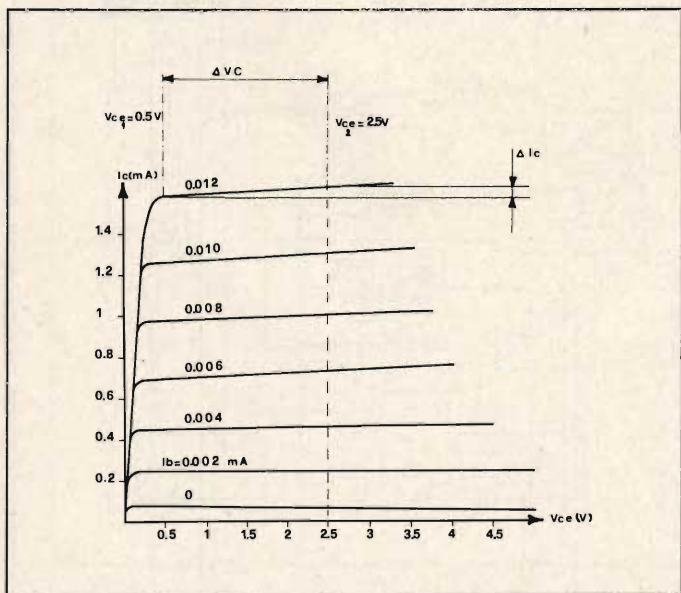


Fig. 4 - L'ammettenza d'uscita, h_{22e} , è determinata misurando la variazione della tensione di collettore ad una determinata corrente di base. Nell'esempio:

$$I_b = 0,012 \text{ mA}$$

$$h_{22e} = \Delta V_c / \Delta I_c = 0,04 / 2 \text{ mA} = 0,02 \text{ ms}$$

Le curve si riferiscono ad altro transistor NPN in EC.

posizione 1): ogni curva rappresenterà un valore diverso della corrente di base I_b (stabilito dal valore della corrente costante nel gradino che fa tracciare la curva stessa): le polarizzazioni da stabilire mediante i relativi commutatori sono quelle normali: diretta per la giunzione base-emittore; inversa per quella base-collettore.

Infatti, in questo strumento, la polarità delle tensioni alla base ed al collettore possono essere predisposte separatamente: ciò permette ulteriori vantaggi: per esempio l'emittore può essere polarizzato inversamente, per misurare — ove lo si desidera — l'ammontare della corrente o tensione inversa di base, necessaria ad annullare la corrente di collettore I_{cbo} , od I_{ceo} , ovvero a portarla al minimo valore.

Un certo parametro può essere ricavato da ognuno dei grafici basati sulle relazioni tra le tensioni e le correnti che concorrono a definire il parametro stesso. Il grafico scelto dipende sia dal particolare parametro che si vuol ricavare, sia dalle caratteristiche del transistor in analisi.

La scelta del grafico dipende infatti, oltre tutto, dalla chiarezza con cui incrementi anche piccoli di una grandezza coinvolta nella definizione del parametro influenzano l'altra, e con la quale questa influenza può essere rilevata.

L'utente dello strumento che cerchiamo di sviscerare — e questo è tanto più vero quanto più lo strumento stesso cessa di essere un semplice «attrezzo» da lavoro, per diventare uno stimolo alla ricerca — potrebbe talvolta preferire di misurare altri parametri, tali che possano essere combinati in una formula la quale dia il risultato (la grandezza, il parametro) cercato, con maggiore precisione del rilievo diretto.

Un caso tipico è la relazione esistente tra il parametro h_{21e} ed il parametro h_{21b} : ambedue funzioni di trasferimento di corrente in avanti (o più semplicemente, coefficienti di amplificazione di corrente...), ma l'uno con emittore comune, l'altro con base comune.

Dal grafico relativo alle curve di collettore con configurazione BC (figura 7) è facile desumere che il cambiamento che viene apportato alla corrente di collettore dalla variazione considerata della corrente di comando (di emittore) dipende da quest'ultima con un rapporto così prossimo all'unità, da non essere apprezzabile. Difficile quindi rilevare direttamente dal grafico h_{21b} . Dalla famiglia di figura 3, d'altronde, è facile ricavare — come verrà descritto nelle righe seguenti — il parametro h_{21e} : applicando quindi la formula relativa, il valore assoluto di h_{21b} si ricaverà col seguente semplice rapporto:

$$h_{21b} = h_{21e} / (h_{21e} + 1).$$

BREVISSIMO RICHIAMO SUI PARAMETRI H

Un sistema di parametri h è un sistema di parametri ibridi ($h = \text{hybrid}$) ricavato facendo agire sul transistor dei piccoli segnali.

Ma niente paura, come ben ricordiamo, anche i parametri dei tubi, ben noti al colto pubblico ed all'inclinata guarnigione, costituiscono un sistema di parametri ibridi.

Operando con piccoli segnali, deve esistere una notevole linearità nel rapporto tra di essi (come dire che i rapporti tra di essi devono rimanere costanti), anche in regioni abbastanza distanti da quelle in cui si è fatto il rilievo, purché non si lavori presso la soglia di interdizione del transistor.

Fine del brevissimo richiamo....

RIPRENDIAMO L'ESAME DELLE CURVE

La versatilità del tracciacurve che stiamo esaminando è in grado di permettere l'analisi del funzionamento del transistor con segnali sia grandi che piccoli.

Per verificare che il valore del parametro, o la regione in cui si opera sono indipendenti dall'ampiezza del segnale, lo strumento è in grado di provvedere a molti piccoli accorgimenti.

Per esempio, il valore del gradino applicato alla base può essere ridotto, ed aumentato il numero di gradini applicato alla base può essere ridotto, ed aumentato il numero di gradini per esaminare un segmento più piccolo della medesima regione di lavoro.

Le forme d'onda — da figura 3 a figura 6 — mostrano alcune delle famiglie di curve che è possibile ottenere col tracciacurve (le foto sono venute male, ho rimediato ricopiandole)

In esse ho cercato di evidenziare le caratteristiche di un transistor NPN che lavora con piccoli segnali, e come si usano le curve per ricavare i parametri ibridi (nell'esempio ho considerato la configurazione EC).

Da notare che le curve sono ricavate, non già con il Tektronix 575, ma con il tracciacurve autocostruito di cui al termine darò lo schema (il diagramma che illustra il suo circuito semplificato, però, è già anticipato alla figura 1-a), e la descrizione.

CONFIGURAZIONE A BASE COMUNE

Nel Tektronix di cui ci occupiamo i parametri in BC ed in CC possono essere ottenuti nella stessa maniera illustrata per la configurazione ad EC.

Nello strumento di cui si propone la costruzione, invece, si dovrà procedere ricavando dapprima i parametri in EC, poi applicando le formule che li legano agli altri, per ottenere, col calcolo, questi ultimi.

Ma ritorniamo al fratello maggiore: dall'osservazione della famiglia di collettore (figura 7), risulta chiaramente che h_{21b} ed h_{22b} non sono ricavabili direttamente che con molta difficoltà.

Questo è praticamente normale ed anzi si può anticipare che anche le differenze tra transistori non appaiono così evidenti come quelle che risultano dall'aver operato in emettitore comune.

Le curve della figura 7, quindi, di per se stesse, sono principalmente destinate a fornire informazioni sulla regione di saturazione, che appare a sinistra della tensione zero di collettore.

Si ricorderà che nella configurazione a base comune, diversamente da quella ad emettitore comune, la polarità dell'emettitore è opposta rispetto a quella del collettore. L'apparente polarizzazione diretta del collettore nella regione di saturazione deriva dalla corrente di emettitore e quindi appare opposta di polarità rispetto alla tensione applicata al collettore. Il suo valore può avvicinarsi al valore della tensione di emettitore; come è logico, non può superarlo.

INTERDIZIONE DI COLLETTORE, E ROTTURA

Nella configurazione BC, la corrente che scorre nel collettore, quando l'intensità di emettitore è nulla, I_{bc0} ; oppure — nella configurazione EC, quando la corrente di base è zero, I_{ce0} , può essere desunta direttamente dalla famiglia di curve di collettore.

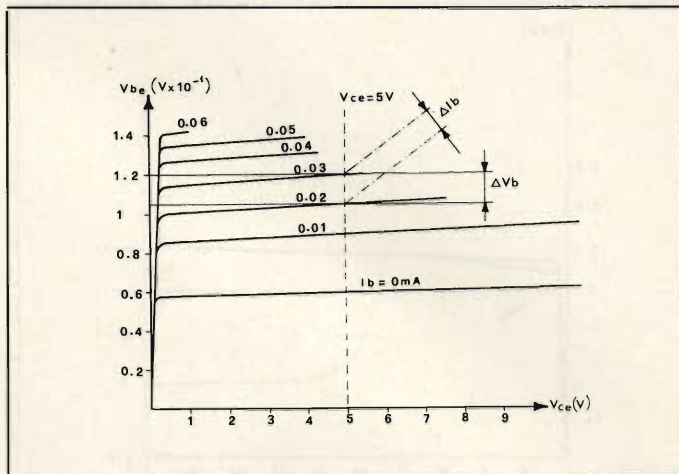


Fig. 5 - L'impedenza d'ingresso, h_{ie} , è determinata misurando la variazione della tensione di base risultante da una variazione di corrente di base, ad una determinata tensione di collettore. Per $V_{ce} = 5V$, $h_{ie} = \Delta V_b / \Delta I_b = 0,14 / 0,02 \cdot 10^{-3} = 1400 \text{ ohm}$. Le curve si riferiscono a un transistor NPN con configurazione EC.

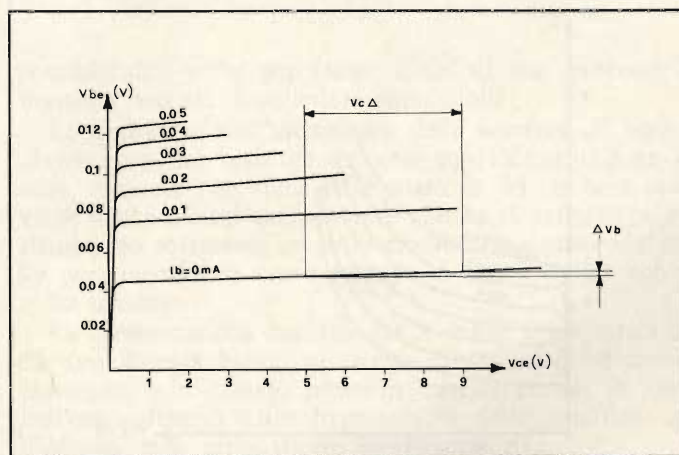


Fig. 6 - Il rapporto di reazione di tensione interna h_{12c} è determinato misurando la variazione di tensione di base risultante da una variazione di tensione di collettore, ad una determinata corrente di base. Nell'esempio, per $I_b = 0 \text{ mA}$, $h_{12c} = \Delta V_b / \Delta V_{ce} = 0,002 / 4 = 5 \cdot 10^{-4}$. Ci si riferisce nelle curve ad un transistor NPN (derivato da scheda recuperata da un calcolatore) in configurazione EC.

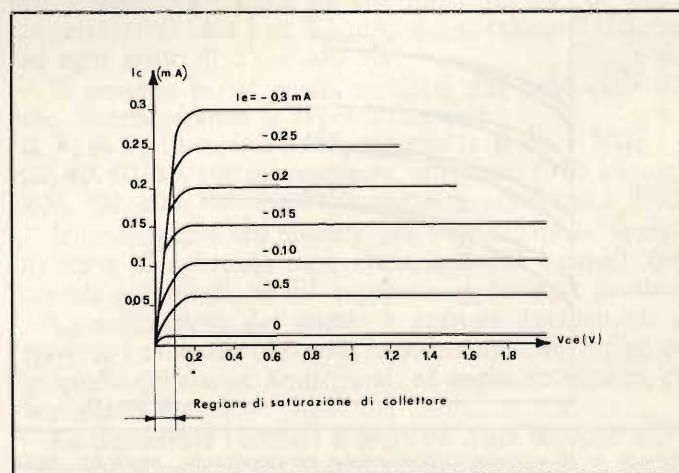


Fig. 7 - Famiglia di collettore, transistor NPN, circuito fondamentale (configurazione) BC (base comune).

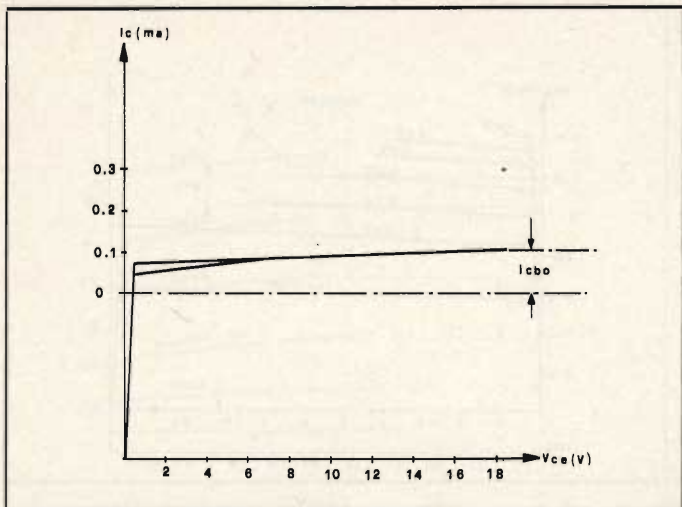


Fig. 8 - Misura di I_{cbo} , corrente di collettore con circuito di emettitore aperto (rilevata per un transistor NPN in circuito BC). Nell'esempio: a $V_{cce} = 18$ V, $I_{cbo} = 0,1$ mA.

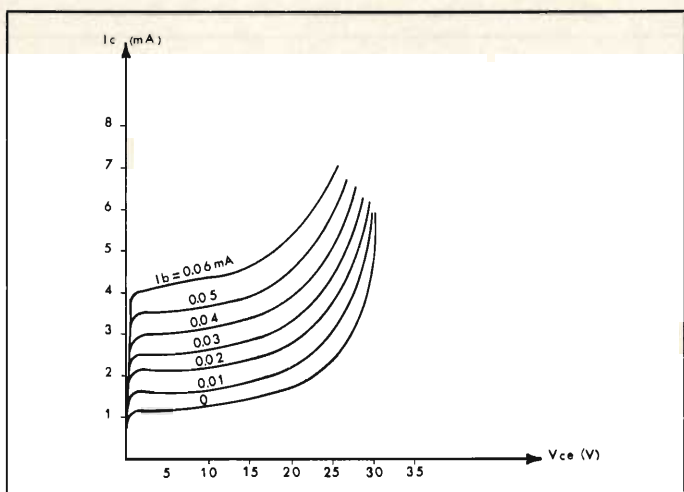


Fig. 9 - Le curve caratteristiche di collettore nella regione di rottura del collettore, per diversi valori di I_b in un transistor NPN e configurazione EC. Notare il brusco gradiente nel rapporto I_c/V_{cce} tra i 22 ed i 30 volt di V_{cce} .

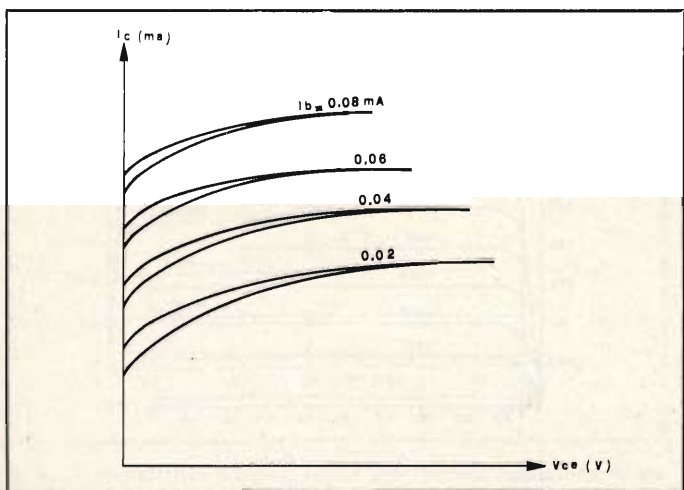


Fig. 10 - Il «laccio» nelle curve caratteristiche mostrato nella figura è il risultato della presenza di una capacità tra collettore e base del transistor. Riducendo la capacità, il laccio mostrato tende a ridurre la sua area ed a scomparire.

Una misura tipica di I_{cbo} è illustrata in figura 8.

Quando la tensione inversa di collettore viene aumentata, la corrente dapprima aumenta rapidamente, poi viene praticamente indipendente dalla tensione di collettore.

Diverse misure delle caratteristiche di rottura, inoltre, possono essere ottenute dal tracciaturve, ma qui non tenteremo di distinguere (non è questa la sede...) tra fenomeni dovuti a effetto valanga, «punch through», rottura zener, ed altri, anche perché questi dipendono essenzialmente dalla configurazione circuitale, dal tipo, e dalla costituzione interna (la cosiddetta «geometria») del transistor.

La rottura di collettore è mostrata in figura 9, nella quale I_c cresce praticamente senza limiti nelle vicinanze di $V_{cce} = 25 \div 30$ V.

In certe condizioni, alcuni transistori mostrano una caratteristica a resistenza negativa, in prossimità della regione di rottura.

Oltre a ciò, oscillazioni possono avvenire in diverse altre regioni delle curve caratteristiche e possono essere riconosciute da variazioni piuttosto notevoli, e mutevoli, osservabili sulla traccia dell'oscilloscopio sul quale appaiono le reti tracciate dal curve-plotter

CAPACITA' DI COLLETORE

L'effetto della capacità di collettore può essere notevole in diversi transistori. Il «loop» risultante dalla capacità tra collettore e base causa una corrente di sfasamento che può essere aggiunta e tolta alla corrente del transistor.

Tale effetto è più pronunciato nella configurazione ad emettitore comune con basso pilotaggio in base, alta tensione di collettore, e con l'espansione maggiore possibile sulla rappresentazione verticale del grafico (corrente di collettore).

L'effetto della capacità di collettore è più pronunciato al termine della curva nella famiglia di collettore a causa del più lento variare della corrente di collettore del transistor stesso.

Allo stesso tempo il rapporto di cambiamento nella tensione a semionda di collettore è massimo all'inizio ed alla fine del particolare ciclo di funzionamento. L'equivalente valore statico della corrente di collettore può essere stabilito abbassando la tensione di collettore fino a che soltanto il picco dello sweep di collettore sia applicato al punto in questione.

La grandezza approssimativa della capacità può allora essere misurata introducendo una capacità esterna (compresa tra 10 e 1000 picofarad), tra base e collettore.

La capacità del transistor è approssimativamente eguale alla capacità esterna che, in quella posizione, provoca nuovamente il raddoppio dell'involuppo della curva.

Una comparazione tra le figure 10 e 11 mostra gli effetti della capacità esistente tra collettore e base.

CARATTERISTICHE DI UN DIODO

La conduzione diretta o la tensione inversa di rottura di un diodo possono essere visualizzate su un tracciaturve con il semplice espediente di usare la sorgente di alimentazione del collettore anche per il diodo.

Quindi esso dovrà essere collegato tra emettitore e collettore, invertendo successivamente le polarità.

La rappresentazione che si avrà allora sullo schermo visualizzerà la funzione $I = f(V)$, con I sull'asse y, e V sull'asse x.

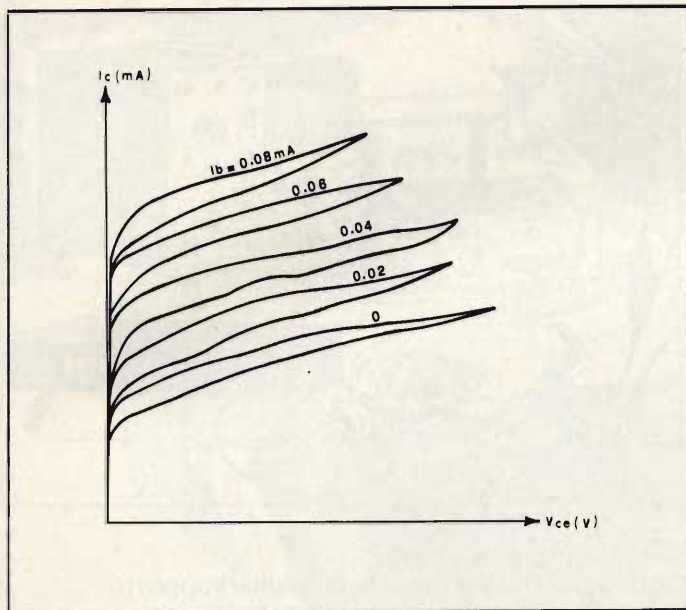


Fig. 11 - Rappresentazione analogica alla figura 10, compiuta con altro transistor, e capacità esterna tra base e collettore di 1000 pF.

Curve tipiche di un diodo sono mostrate alle figure 12 e 13 rispettivamente.

Contrariamente a quanto detto prima voglio proporvi un progetto rielaborato da una vecchia copia di Wireless World.

In figura 1-a è visualizzato lo schema di principio adottato per il tracciacurve.

Non mi soffermerò sul suo funzionamento, anche perché vi ho tediato a sufficienza con la descrizione di un modello professionale, i discorsi a proposito del quale sono «in linea di massima» trasferibili all'oggetto dell'ultima parte della nostra chiacchierata.

Una tensione variabile di collettore, necessaria al funzionamento del dispositivo — e qui si nota che l'unica configurazione possibile è quella in EC — viene ottenuta dalla tensione di rete a 50 Hz, utilizzando un semplice trasformatore con due secondari a 12 volt (o una con secondario a 2x12 V, staccando i due fili che, uniti assieme, costituiscono la presa centrale del secondario), circa 50 watt.

Insieme al trasformatore, viene usato anche un potenziometro da 500 ohm, a filo, la cui dissipazione dipende dal transistor — e quindi dalla potenza massima prevista — che si vuole provare o, meglio dalla corrente massima che si prevede dovrà venire erogata verso il transistor in prova.

Ovviamente tale potenza, oltre che del transistor, sarà funzione diretta della corrente di base.

In un prototipo meglio riuscito, ho sperimentato l'uso di due trasformatori, di cui quello che alimentava il collettore era connesso alla rete tramite un Variac.

Un deviatore seleziona la polarità della tensione di collettore.

Se sarà monocomandato con S1/b-c (quindi un commutatore tre vie e due posizioni), il tracciacurve servirà solo per transistori e diodi, mentre se S1-a sarà da questi due ultimi — che però sono sempre un commutatore a due vie e due posizioni — completamente indipendente, come vedremo sarà possibile provare anche i FET.

Il resistore di carico selezionabile tra R1, R2, ed un

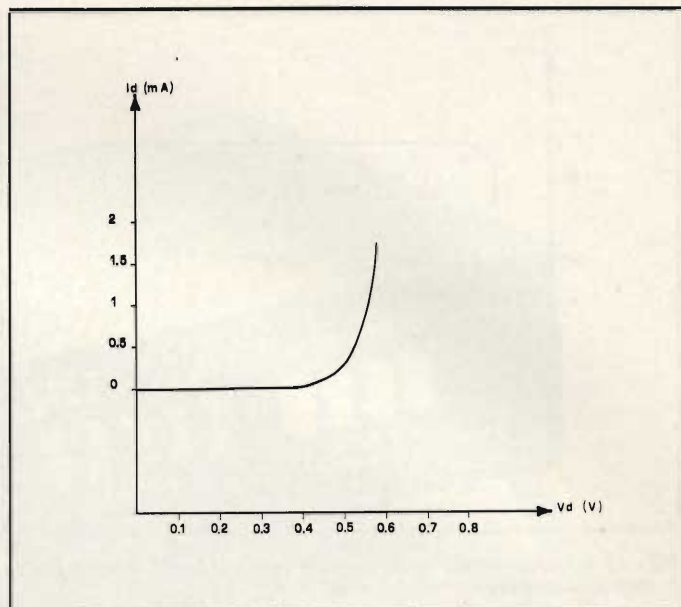


Fig. 12 - Caratteristica diretta di un diodo zener.

cortocircuito, serve per essere sicuri di non superare la massima potenza di collettore ammissibile.

La grandezza dell'incremento della corrente di base è determinata dal resistore in serie con l'alimentazione di base, resistore che viene selezionato da S4. In una posizione anche questo commutatore non ha in serie alcun resistore, ma solamente un corto circuito: tale posizione serve per tracciare le curve relative ai fet: è siglata con F sullo schema.

La commutazione manuale tra le curve è assicurata da S5 (un sistema basato su rampe di gradini come quello esaminato non è stato preso in considerazione, in vista dell'uso saltuario dello strumento, e dello specifico uso didattico dello stesso nei nostri laboratori).

La corrente di base è derivata da un alimentatore separato, esterno, alimentato dall'altro secondario, e stabilizzato semplicemente con un diodo zener (R12 deve venir aggiustato per la massima stabilizzazione, unitamente al minimo riscaldamento dello zener, in dipendenza da quale adotterete per quest'ultimo, «not critical»).

Secondo la ben nota legge di Ohm, con la tensione di 10 V applicata tramite S5 alla resistenza da 100 kohm, la corrente di base è di 0,1 mA, che si riduce di 0,02 mA ad ogni scatto di S5, e così via.

Si possono in tal modo applicare alla base delle ddp che determineranno le seguenti correnti:

2, 4, 6, 8, 10 microampere, tramite la R da 1 MΩ;
20, 40, 60, 80, 100 microampere, attraverso i 100 kilohm;
200, 400, 600, 800, 1000 microampere, attraverso i 10 kΩ.

L'oscilloscopio che userete per visualizzare la famiglia di curve di collettore deve avere ambedue i canali, orizzontali e verticali, adatti a passare la corrente continua.

La calibrazione del grafico è ottenuta direttamente attraverso i calibratori (meglio se incorporati, ma ottimo pure quello della serie Amtroncraft ed anche economico, che non guasta mai...).

La deflessione verticale è prodotta dalla tensione che si sviluppa ai capi di R3 (resistore amperoscopico), per cui una tensione di 1 volt corrisponde ad una corrente di collettore di 10 mA.

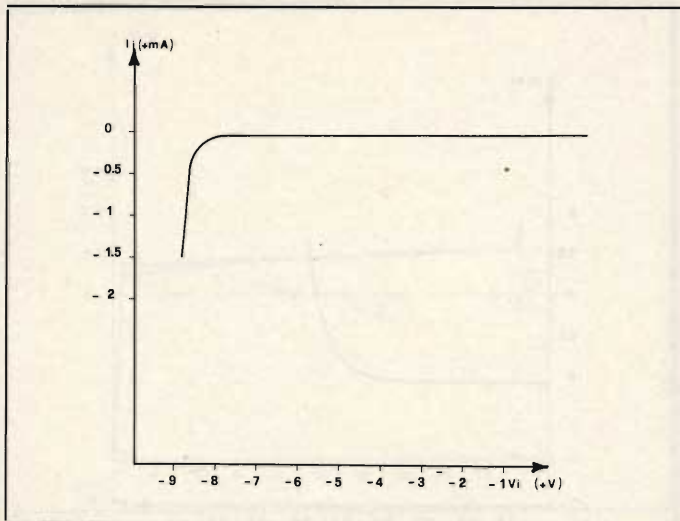


Fig. 13 - Caratteristica inversa dello stesso diodo zener: la V_z è approssimativamente di 8,7 volt.

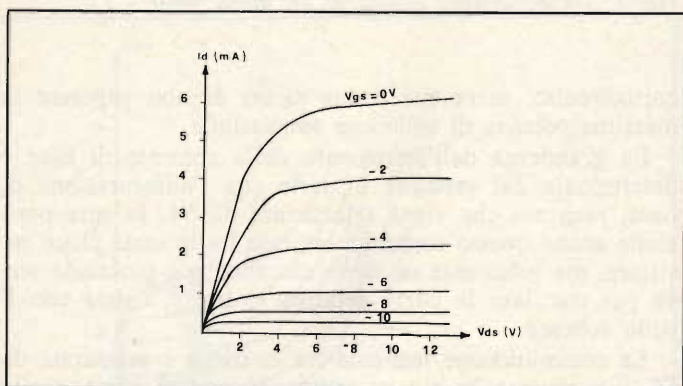


Fig. 14 - Curve caratteristiche di drain di un FET a canale N.

Tradotto in parole povere, se avete predisposto il guadagno dell'amplificatore verticale calibrandolo a 0.1 V/cm, ogni quadratino corrisponderà a 1 mA.

La figura 14 mostra ora le curve di un FET ottenute con il nostro aggeggio.

Per ottenerle si è proceduto come segue, prendendo come ipotesi che si trattasse di un FET a canale N.

Polarità invertite per uno a canale P.

Il source connesso al terminale di emitter;

il gate a quello previsto per la base;

il drain al terminale che dovrebbe far capo al collettore.

S1-a in posizione N

S1/b-c in posizione P

S2 seleziona il carico che desideriamo, per non sovraccaricare il FET;

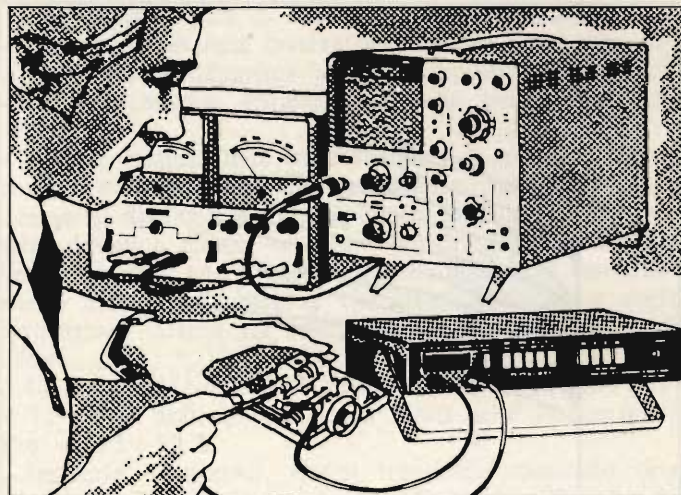
S3 vedremo a cosa serve

S4 in posizione F

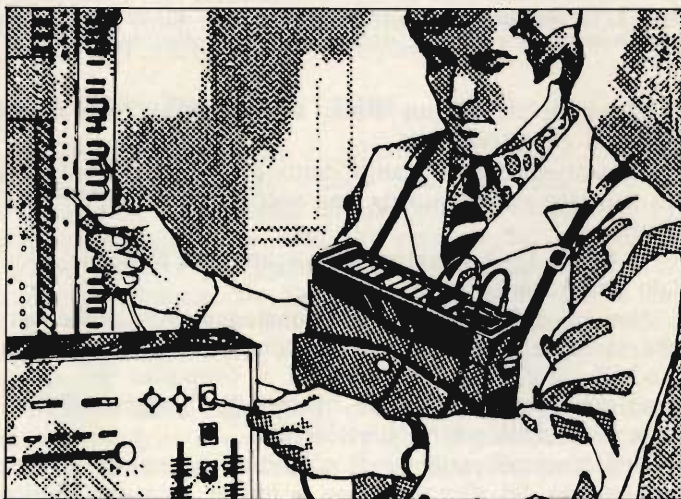
S5 parte dalla posizione di massa, e scatta percorrendo tutte le posizioni.

Et voilà, ecco le vostre curve, per un V_{gs} da 0 a -10 V, con scatti di 2 volt.

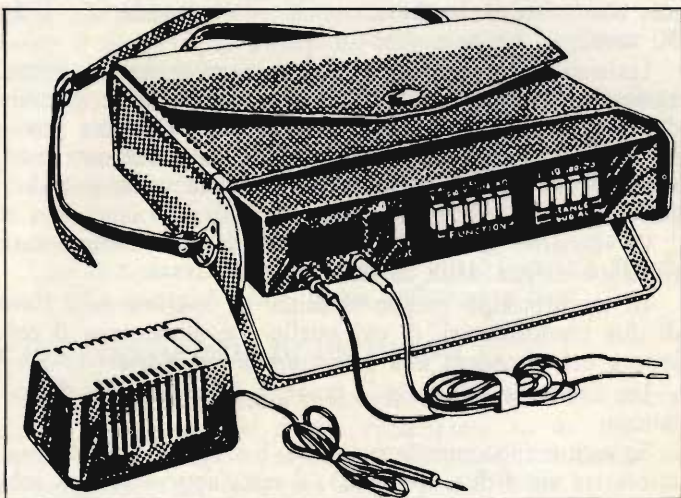
S3 serve, montando nelle due serie di terminali due transistori che si presumono identici, a confrontare le curve tra di loro, passando attraverso una posizione «morta», per evitare — per difetti al commutatore — che vengono alimentati contemporaneamente due elettrodi appartenenti a transistori diversi.



Adatto per laboratorio, appoggiandolo sulla sua maniglia/supporto

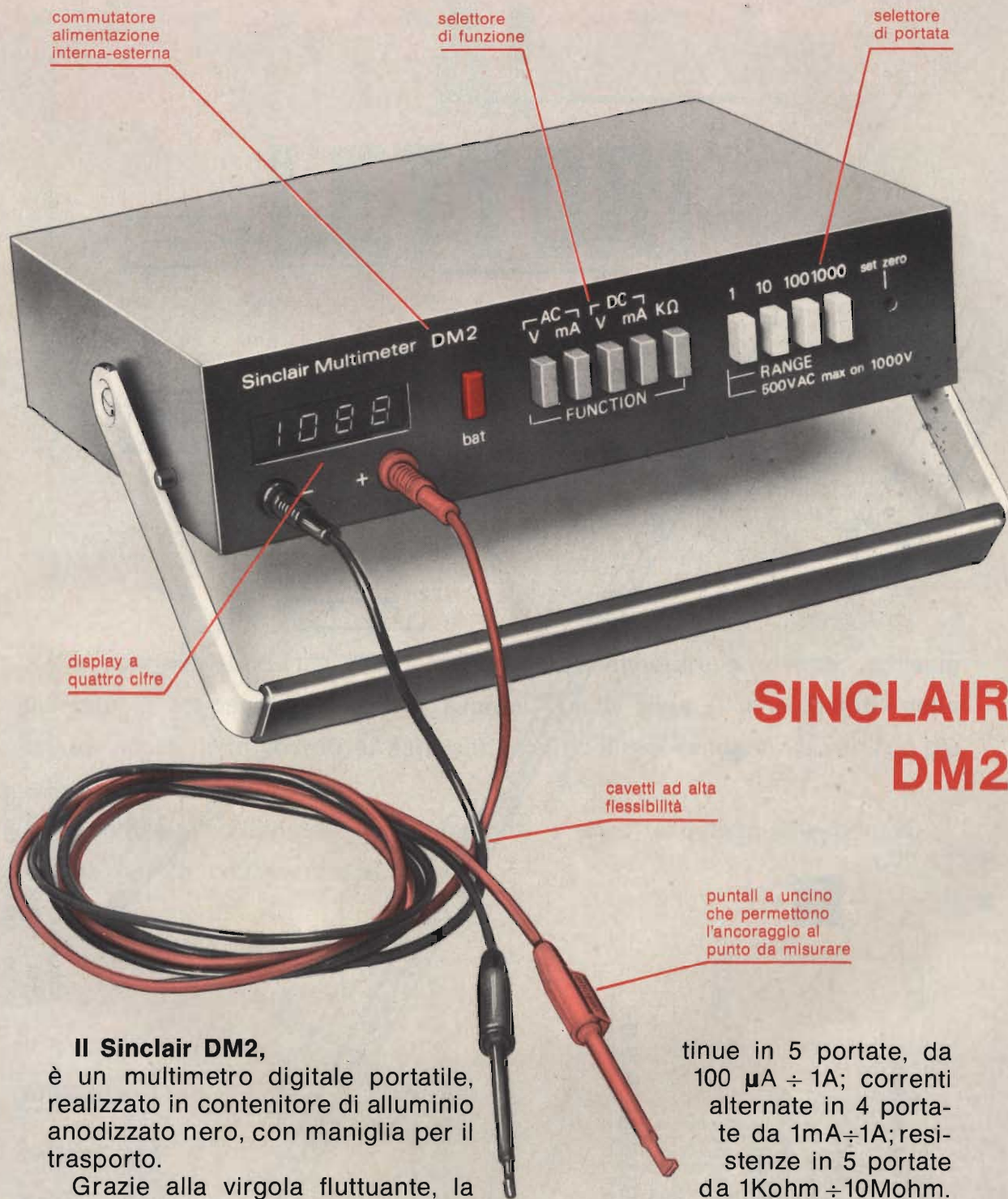


Portatile: con la custodia e la cinghia a tracolla, sempre pronto all'uso



Accessori: custodia in pelle, cinghia, puntali e alimentatore fornibile a richiesta

TS/2103-00



SINCLAIR DM2

Il Sinclair DM2,
è un multimetro digitale portatile, realizzato in contenitore di alluminio anodizzato nero, con maniglia per il trasporto.

Grazie alla virgola fluttuante, la lettura è diretta, non necessita quindi tener conto della portata selezionata per ottenere il risultato della misura.

Il multimetro è dotato di un indicatore di polarità e di segnalatore luminoso per avvertire che la portata selezionata non è sufficiente ad effettuare la misura in corso.

Si possono effettuare misure di tensioni continue e alternate in 4 portate, da 1V ÷ 1KV; correnti con-

tinue in 5 portate, da 100 μ A ÷ 1A; correnti alternate in 4 portate da 1mA ÷ 1A; resistenze in 5 portate da 1Kohm ÷ 10Mohm.

L'alimentazione viene assicurata da una batteria interna da 9V oppure da alimentazione esterna a 9V c.c.

Nella confezione vengono forniti due puntali a uncino.

sinclair

Richiedere prezzi e informazioni presso tutte le sedi G.B.C.

AI LETTORI

PIEGARE
E
CHIUDERE

Nella continua tendenza verso lo scopo di migliorare la rivista, abbiamo pensato di conoscere le vostre opinioni, poiché siete i «consumatori» della nostra opera. Il traguardo è, naturalmente, quello di rendervi un servizio più aderente ai vostri desideri.

Vi preghiamo cordialmente di compilare e spedire questo questionario. Grazie per la collaborazione.

PIEGARE
E
CHIUDERE

MITTENTE

COGNOME

NOME

VIA

CITTA'

CAP

Francatura ordinaria a carico del
destinatario da addebitarsi sul conto
di credito speciale N. 5368 presso
l'Ufficio Postale di Cinisello Balsa-
mo (Aut. Dir. Prov. P.T. di Milano
N. D/179322 del 15/10/74).

NON AFFRANCARE

JCE

**SELEZIONE
RADIO - TV** *di tecnica*

INCHIESTA MARZO '76

Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 CINISELLO BALSAMO



QUESTIONARIO

**SELEZIONE
RADIO - TV**

di **tecnica**

1°) Comune e provincia di residenza:

2°) Et : 16 - 20 21 - 35 36 - 45 oltre i 45

3°) Livello di istruzione: Medio Superiore Universitario

4°) Periodicit  con la quale legge la rivista:
 Abbonato
 Lettore assiduo
 Lettore saltuario

5°) Attivit :
 Tecnico
 Hobbista
 Insegnante, Studente
 Altre

6°) La rivista come   attualmente impostata   di suo completo gradimento?:
 SÌ
 No

7°) Quali articoli La interessano maggiormente?:
 Montaggi pratici
 Bassa frequenza ed alta fedelt 
 Alta frequenza
 Radio-teleriparazioni
 Telecomunicazioni
 Elettronica industriale e sue applicazioni
 Radioamatori, SWL, Radiodiffusione
 Scatole di montaggio
 Semiconduttori, circuiti integrati
 Schemi elettrici di apparecchi commerciali
 Rassegna della stampa estera
 I lettori ci scrivono
 QTC
 Altri

8°) Quali sono i pregi della rivista?:

9°) Quali sono i difetti della rivista?:

10°) Quale suggerimento darebbe per migliorare la rivista?:

Le antenne a elica

La maggior parte dei testi che trattano delle attività amatoriali in SHF menzionano le antenne a elica, ma spesso senza dare dei dettagli di calcolo o di realizzazione. In questo articolo trattiamo la costruzione di tali antenne.

di I2EMY

Mentre nel campo professionale l'antenna ad elica è frequentemente impiegata, pare che da parte dei radioamatori che lavorano la banda 1296 MHz sia raramente presa in considerazione.

Si possono in effetti realizzare su questa banda delle antenne interessanti che presentano alcuni vantaggi come:

- un buon guadagno soprattutto se non ci si limita ad un unico elemento;
- una fabbricazione semplice senza utensili speciali;
- una resistenza al vento modesta;
- un sistema di adattamento al cavo di alimentazione da realizzare facilmente;
- una larghezza di banda più che sufficiente per gli impieghi amatoriali.

Allora, si chiederà il lettore, se vi sono tali vantaggi come mai non la si utilizza più spesso?

Da parte mia ritengo che vi siano due ragioni principali: innanzi tutto la mancanza di informazioni pratiche nella letteratura ed infine il fatto che l'onda irradiata da tale antenna ha una polarizzazione circolare il cui senso di rotazione dipende dal senso di avvolgimento delle spire dell'elica.

Ora si è sempre insistito sul fatto che è bene impiegare alla ricezione un'antenna identica a quella emettitrice e avere anche lo stesso senso di rotazione se si vuole ottenere un buon collegamento ed è probabilmente questa la ragione essenziale che ha fatto trascurare l'antenna ad elica.

Bisogna tuttavia notare che è possibile ricevere un'onda a polarizzazione circolare con una antenna a polarizzazione rettilinea (orizzontale o verticale) con una perdita di segnale dell'ordine di 3 dB che corrispondono allo S-METER ad un solo mezzo punto: quindi un risultato per nulla catastrofico.

L'inverso è ugualmente possibile con gli stessi risultati: cioè con una antenna ad elica si può ricevere un'onda a polarizzazione rettilinea.

Mentre nel caso di utilizzo di due antenne ad elica è imperativo che il senso di rotazione sia lo stesso altrimenti si riscontra una attenuazione non più accettabile.

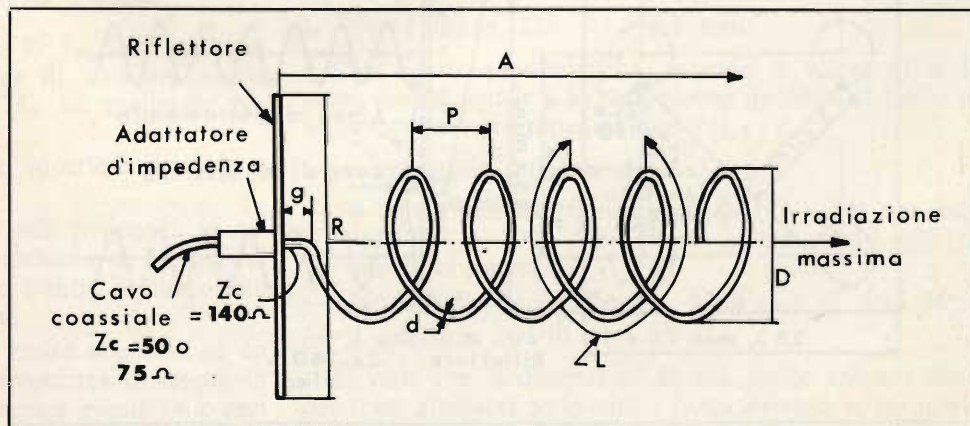
Nessuna regola a tal proposito è stata formulata in campo radio amatoriale e ciò costituisce, senza alcun dubbio, un ostacolo ad un impiego più ampio di tale antenna.

Nella bibliografia citata in 1) l'autore suggerisce di utilizzare la polarizzazione circolare nel senso orario con l'osservatore che guarda dal trasmettitore al ricevitore. Questo corrisponde al passo destro o filetto destro nella nomenclatura della filettatura meccanica.

Poiché tale senso è il più utilizzato nella viteria classica, perché non utilizzarlo anche per le nostre antenne ad elica?

In questo articolo non si vuole esaminare l'aspetto teorico del funzionamento di questo genere d'antenna, né le caratteristiche particolari della polarizzazione circolare che i lettori interessati potranno conoscere consultando testi specializzati o gli articoli citati in biblio-

Fig. 1 - Simboli delle diverse caratteristiche dimensionali dell'antenna a elica.



grafia che danno alcune nozioni elementari. Semplicemente si cercherà di formulare qualche indicazione pratica direttamente e facilmente utilizzabile.

Sotto la sua forma più semplice l'antenna ad elica è costituita, come si può immaginare, da un filo avvolto ad elica cilindrica con un numero di spire più o meno grande.

Viene alimentata da energia a radio frequenza ad una estremità del filo, mentre l'altra estremità risulta libera.

Un riflettore piano è disposto perpendicolarmente all'asse dell'elica nell'estremità ove si effettua l'alimentazione.

Così realizzata una antenna ad elica presenta un massimo di irradiazione nel prolungamento del suo asse e chiaramente nella direzione opposta al riflettore.

Sulla figura 1 sono riportati i simboli delle diverse caratteristiche dimensionali dell'antenna:

- «D» è il diametro dell'elica
- «L» è la lunghezza reale del filo formante una spira dell'elica
- «P» è il passo dell'elica analogo al passo di una filatura
- «d» è il diametro del filo impiegato per realizzare l'elica
- «g» è la distanza fra l'origine della prima spira e il piano del riflettore posteriore ove si fa l'alimentazione dell'elica con il cavo
- «A» è la lunghezza totale dell'antenna
- «R» è il diametro del riflettore piano.

Bisogna precisare che certi autori non tengono conto della dimensione «g» e fanno partire l'origine dell'elica direttamente dall'uscita del dispositivo d'adattamento d'impedenza inserito nel riflettore; nella lettura dei diversi testi citati nella bibliografia non ho potuto determinare se questa dimensione è importante o meno.

Il riflettore può essere realizzato con della lamiera piena o forata come una griglia oppure con un numero sufficiente di fili disposti sotto forma di raggi attorno al centro e sui quali saranno saldati dei conduttori circolari concentrici.

Questo ultimo metodo da una parte offre il vantaggio di avere una minor resistenza al vento, dall'altra però è materialmente molto più difficile e delicato da realizzare ed è giustificabile solo per antenne di grosse dimensioni corrispondenti, come è chiaro, a frequenze di lavoro molto basse.

Le diverse dimensioni dell'antenna dipendono evidentemente dalla frequenza di lavoro e quindi dalla lunghezza d'onda per esprimerci nella stessa unità.

La maggior parte degli autori sono d'accordo sui valori delle relazioni da applicare al calcolo di ciascuna di queste dimensioni e quindi, qui di seguito, vi segnalo quelle maggiormente adottate aggiungendo i limiti che alcuni consigliano di non superare.

L	= 1,025 λ	limiti: 0,8 ÷ 1,25 λ
D	= 0,32 λ	0,24 ÷ 0,42 λ
P	= 0,23 λ	
d	= 0,015 λ	0,006 ÷ 0,05 λ
g	= 0,12 λ	
A	= (P x N) + gN	
R	= 0,8 λ	

Oltre queste caratteristiche meccaniche vi segnalo le seguenti indicazioni date dagli autori citati in bibliografia:

- a) L'impedenza dell'antenna al punto di alimentazione è data dalla formula:

$$Z = 140 \times \frac{\pi D}{\lambda}$$

A seconda delle caratteristiche utilizzate per il calcolo dell'antenna questa impedenza può situarsi fra i 100 ÷ 160 Ω.

Con i valori indicati precedentemente risulta che π D è circa uguale a λ e quindi l'impedenza ha un valore prossimo a 140 Ω. La conoscenza di questo valore è necessaria per determinare i dispositivi di adattamento d'impedenza necessari da inserire fra l'antenna ed il cavo di alimentazione che generalmente ha valore compreso fra i 75 e 50 Ω.

- b) La larghezza di banda nella quale l'antenna fornisce un lobo principale molto importante e dei deboli lobi

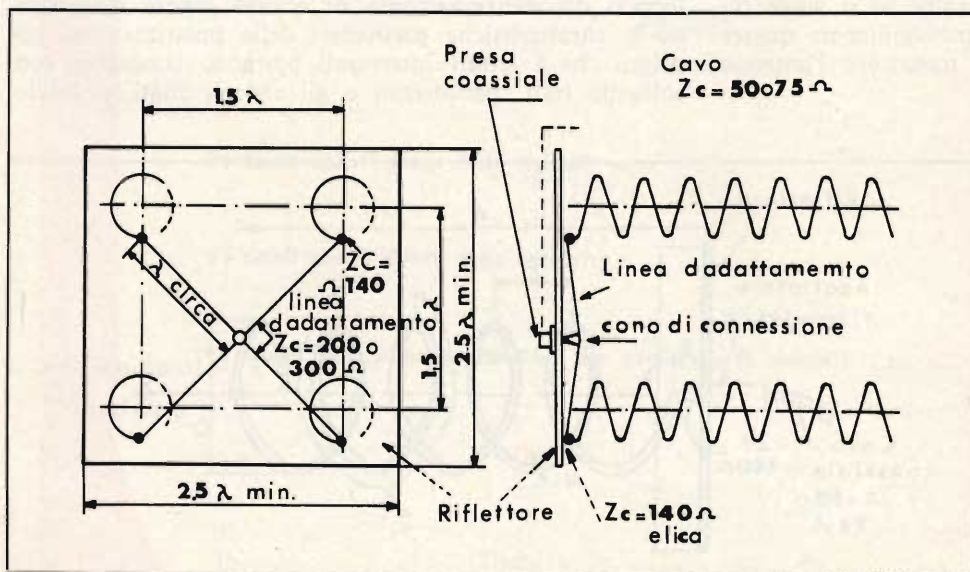


Fig. 2 - Piano di costruzione dell'antenna a elica descritta nell'articolo.



Foto 1

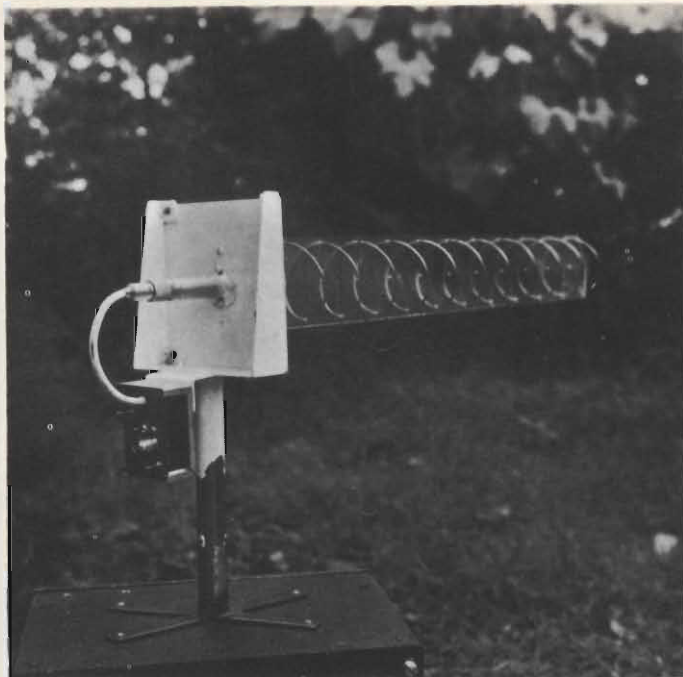


Foto 2

secondari è compresa fra $0,75 \lambda$ e $1,3 \lambda$ (ove λ è la lunghezza d'onda utilizzata per il calcolo delle dimensioni dell'antenna).

c) Secondo l'autore citato in 3) l'angolo di irradiazione a -3 dB (metà potenza) sarà di 36° per un'elica di 10 spire; 41° per un'elica di 8 spire e 47° per un'elica di 6 spire.

d) Secondo l'autore citato in 2) il guadagno massimo sarà

per un'elica con $D = \frac{\lambda}{\pi}$ cioè $D = 0,319 \lambda$ e con

$P = 0,222 \lambda$ (valori molto vicini a quelli citati precedentemente) e in rapporto ad una sorgente isotropica in polarizzazione circolare:

13 dB circa per un'elica di 6 spire

14 dB circa per un'elica di 8 spire

15 dB circa per un'elica di 10 spire

16 dB circa per un'elica di 12 spire

Pare che per un numero di spire superiore a 12 il guadagno non aumenti più nello stesso rapporto e quindi l'interesse per tale soluzione è scarso.

e) Da parte sua l'autore citato in 3) ha fatto un confronto fra una antenna ad elica di 10 spire e una yagi di 12 elementi entrambe da lui realizzate per i 1296 MHz.

Ebbene ha notato un guadagno superiore di circa 4 dB dell'elica sulla yagi!

Inoltre è bene ricordare che su tale frequenza la costruzione di una yagi impone una precisione di dimensioni dell'ordine del decimo di millimetro mentre le dimensioni di un'elica sono molto meno critiche.

In conseguenza di ciò la yagi è molto sensibile ad un cambiamento anche minimo della frequenza di lavoro in rapporto alla frequenza di calcolo mentre questo fatto non

sussiste per l'elica considerando la larghezza di sonda delle gamme radioamatori.

VALORI MEDI PER I 1296 MHz

A titolo di esempio di applicazione di quanto esposto ecco le caratteristiche a cui si giunge nel calcolo di un'antenna ad elica di 10 spire per una frequenza di lavoro di 1296 MHz cioè una lunghezza d'onda di $\lambda = 232$ mm cifra tonda.

$$D = 0,32 \times 232 = 74,24 \text{ mm (cioè in pratica } 74 \div 75 \text{ mm)}$$

$$P = 0,23 \times 232 = 53,36 \text{ mm (cioè in pratica } 53 \div 54 \text{ mm)}$$

$$d = 0,015 \times 232 = 3,48 \text{ mm (cioè in pratica } 3 \text{ mm)}$$

$$g = 0,12 \times 232 = 27,84 \text{ mm (cioè in pratica } 27 \div 28 \text{ mm)}$$

$$A = (54 + 10) + 28 = 568 \text{ mm}$$

$$R = 0,8 \times 232 = 185,6 \text{ mm (cioè in pratica } 200 \text{ mm)}$$

$$L = 1,025 \times 232 = 237,8 \text{ mm}$$

Con queste caratteristiche, essendo il valore di πD praticamente uguale a λ , l'impedenza dell'elica al punto di alimentazione sarà prossima a 140Ω .

Inoltre si può supporre che:

— la banda passante si estenderà da 174 a 301 MHz cioè da 1725 a 1000 MHz circa, quindi molto più di quanto ci interessa;

— l'angolo di irradiazione a -3 dB sarà di circa 36° ;

— il guadagno sarà di circa 15 dB.

Si vede che le dimensioni di una simile antenna sono del tutto allettanti sotto tutti i punti di vista e, in queste

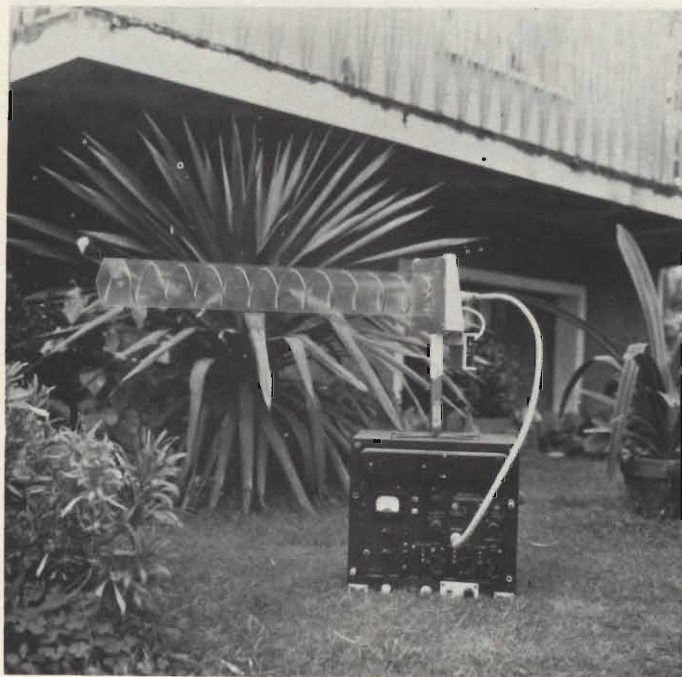


Foto 3

condizioni, è possibile pensare a ragione all'assemblaggio di 2 o 4 eliche assieme.

Si sa che teoricamente e a condizione che diversi imperativi siano rispettati e che l'adattamento sia corretto, si può ottenere un guadagno di 3 dB ogni volta che si raddoppia il numero delle antenne. Assemblando quindi 4 antenne assieme si può contare su un guadagno supplementare di +6 dB il che rappresenta un punto in più allo S-METER del ricevitore del corrispondente e su queste frequenze è molto utile.

Per la realizzazione di un assemblaggio di 4 antenne si

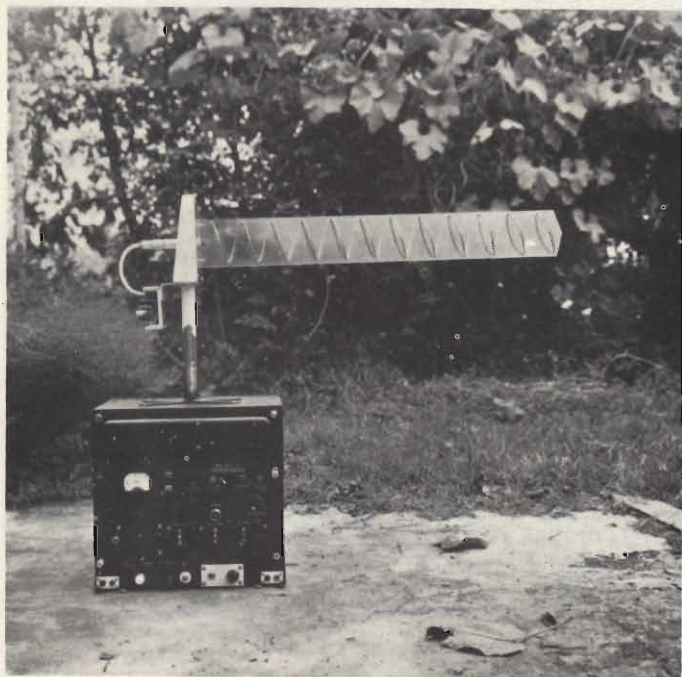


Foto 4

deve prendere una distanza di $1,5 \lambda$ fra gli assi delle eliche cioè di 384 mm per i 1296 MHz.

Il riflettore piano sarà realizzato sotto forma di un pannello unico per le 4 antenne ed il lato del quadrato sarà almeno uguale a $2,5 \lambda$ cioè 580 mm; si prenderà in pratica 600 mm o anche 650. Utilizzando della lamiera forata o della rete a maglie quadrata la resistenza al vento sarà del tutto accettabile. E' bene ricordare però che il lato della maglia o della foratura deve essere sempre inferiore a $1/10$ di λ : una maglia di 10 mm andrà dunque bene (vedi figura 2).

ADATTAMENTO D'IMPEDENZA

Per adattare l'impedenza caratteristica del cavo coassiale all'impedenza del punto d'attacco dell'elica il mezzo più semplice, nel caso di un'elica unica, è di intercalare un trasformatore d'impedenza ad un quarto d'onda costituito da un tronco di linea coassiale tubolare la cui lun-

ghezza per 1296 MHz sarà dunque di $\lambda/4 = \frac{232}{4} =$

58 mm e di cui l'impedenza caratteristica dovrà essere di:
 $Z_c = \sqrt{140 \times 75} = 102,5 \Omega$ se il cavo coassiale è del tipo 75 Ω e di $Z_c = \sqrt{140 \times 50} = 83,6 \Omega$ se il cavo è del tipo 50 Ω .

La formula ben nota:

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{D}{d}$$

permette di calcolare facilmente il rapporto $\frac{D}{d}$ da rea-

lizzare fra il diametro interno D del tubo esterno e il diametro esterno d del conduttore centrale per ottenere l'impedenza caratteristica desiderata.

A titolo di esempio questo rapporto sarà di 4,03 per l'impedenza di 83 Ω , e di 5,54 per l'impedenza di 102 Ω .

Se si realizza l'assemblaggio di 4 antenne si segue un altro metodo per ottenere l'adattamento.

Poiché si avrà all'estremità del cavo coassiale quattro linee di adattamento in parallelo bisognerà che ciascuna di queste presenti al coassiale una impedenza individuale quattro volte più grande di quella del cavo, cioè di 300 Ω per un cavo di 75 e di 200 per un cavo di 50.

Se si ammette che l'impedenza di attacco di ogni elica è di 140 Ω ogni dispositivo di adattamento dovrà dunque trasformare questa impedenza da 140 Ω in 300 o in 200 a seconda dei casi.

Gli autori citati in 2) e in 4) consigliano di realizzare questo adattamento con un semplice filo unifilare la cui distanza dal piano del riflettore varia lungo la sua lunghezza in modo che l'impedenza caratteristica di questa linea «filo affiancato ad un piano» passi da 140 Ω al capo connesso all'elica, a 300 Ω al capo connesso al conduttore centrale del cavo coassiale, essendo la calza sempre collegata alla massa del riflettore.

La distanza di $1,5 \lambda$ fra gli assi delle eliche permette di realizzare delle linee di adattamento aventi una lunghezza molto prossima a λ ; si dovrà comunque curare che le quattro linee abbiano una lunghezza uguale il più possibile.

Per ridurre la reazione che potrebbe nascere fra il campo delle eliche e quello delle linee di adattamento, si

disporranno queste ultime molto vicino al piano del riflettore ciò conduce ad utilizzare del filo di diametro relativamente piccolo.

Con un cavo di 50 Ω si utilizza del filo di 26/10; la distanza fra l'asse del filo e il riflettore è 6,6 mm nel punto di raccordo, con l'elica e di 18,2 mm nel punto di raccordo con il coassiale che corrisponde a 200 Ω .

Con un cavo di 75 Ω si utilizza del filo di 12/10 e le distanze citate sopra diventano 3,5 mm e 42 mm che corrisponde a 300 Ω in questo caso.

Nei due casi precedenti il collegamento fra le quattro linee e il conduttore centrale del coassiale si realizza a mezzo di un piccolo cono in lamiera la cui punta è saldata sul connettore coassiale e la cui altezza dipende dalla distanza da rispettare fra il filo della linea e il piano del riflettore per ottenere l'impedenza voluta. La formula che permette di determinare l'impedenza caratteristica di una linea costituita da un filo affiancato ad un piano è:

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{4h}{d}$$

che assomiglia molto a quella già citata e la cui applicazione non è dunque più difficile. In questa formula h rappresenta la distanza fra il piano e l'asse del filo e d rappresenta il diametro del filo: è quindi possibile determinare le caratteristiche delle linee di adattamento nei casi di utilizzo di filo di diametro diverso da quello sopra menzionato.

L'elenco di dati sopra riportati dovrebbe essere più che sufficiente per permettere al lettore amante di queste frequenze di costruire con buoni risultati l'antenna ad elica o l'accoppiamento di quattro di esse.

Penso però che la migliore per concludere sia quella di mostrarVi nelle foto 1, 2, 3 e 4 quanto ha saputo realizzare I2RRG cioè l'amico Angelo Arrigoni di Pavia che è un cultore di queste frequenze ed un eccellente auto-costruttore.

In particolare nella foto 2 si vede l'adattatore di impedenza e un piccolo contenitore che include il triplicatore di frequenza inseribile o meno a seconda se si trasmette all'antenna un segnale a 432 MHz oppure a 1296 MHz.

Nella foto 3 è presentato un ottimo accoppiamento e cioè l'antenna ad elica montata direttamente sull'apparecchio APX6 modificato appunto per questa frequenza.

Con tale antenna l'amico I2RRG ha effettuato diversi ed ottimi collegamenti tra cui voglio ricordare quello del Monte Bagnolo (EE27H) con 13AIM/3 in zona FF59F cioè circa 200 Km.

Interessante precisare che il QSO è durato più di mezz'ora senza particolari variazioni di segnale e che è avvenuto in duplex sui 432 MHz.

Concludo augurando ai volenterosi buon lavoro e rinviando ai testi citati in bibliografia coloro che volessero maggiormente approfondire l'argomento.

BIBLIOGRAFIA

- 1 - VHF COMMUNICATIONS - Mai 1973 - Theory, advantages and types of antennas for circular polarization at UHF, by Dr Ing A. Hock, DCOMT.
- 2 - Helical antennas, by Edward F. Harris (éditeur inconnu).
- 3 - QST - Juillet 1962 - Using the helical antenna at 1215 MHz, by Edward E. Scott W4 VSN and H. Eugène Banta, W4SG1.
- 4 - QST - Août 1963 - A quadhelix antenna for the 1215 MHz band, by W. O. Troetschel, K6UQH.
- 5 - RADIO REF - OTTOBRE 73.



National

MATSUSHITA ELECTRIC



Monitor X-Y mod. VP-384 A a doppia traccia

E' lo strumento ideale per linee di produzione radio e TV, con buona luminosità della traccia, possibilità di avere contemporaneamente marker ad impulso e sull'asse Z, di elevata affidabilità e prezzo contenuto.

Verticale

- sensibilità: 1 mV/DIV
- banda passante: dalla cc a 10 kHz
- modo di impiego: CH1, CH2, ALT

Orizzontale

- sensibilità: 100 mV/DIV
- banda passante: dalla cc a 1 kHz
- sorgente: esterna oppure LINE

Tubo a raggi catodici

- schermo: 11" con reticolo 10 x 14 divisioni 1,5 cm/DIV. Fosforo a scelta P4 oppure P7.

Vi segnaliamo anche i seguenti modelli:

- Monitor X-Y mod. VP-383 A/H ad una traccia, schermo da 9"
- Monitor X-Y mod. VP-3834 ad una traccia con base dei tempi.

La produzione NATIONAL comprende una gamma completa di oscilloscopi portatili e da laboratorio con e senza memoria, di counter fino a 1500 MHz, di multimetri digitali, di generatori di funzioni, oscillatori e distorsionometri, di generatori di segnali AM-FM e molti altri strumenti. Per qualsiasi vostra esigenza di strumentazione INTERPELLATECI !!!

Barletta
Apparecchi Scientifici

20121 milano via fiori oscuri 11 - tel. 865.961/3/5

DUE FONTI UNICHE

D'INFORMAZIONI TECNICHE STATUNITENSI

RIVISTA **Electronic Design**



\$ 40
26
numeri

IL LIBRO D'ORO DELL' **Electronic Design**



\$ 40
2
volumi

Non vi è nessun'altra notevole guida in volume e contenuto uguale al Libro d'Oro dell'Electronic Design, disponibile agli ingegneri dovunque, fuori degli Stati Uniti. Due volumi, 2000 pagine di informazioni su «chi produce che cosa e dove si trova» negli Stati Uniti. 5300 prodotti sono elencati nella «Guida dei prodotti» assieme ai nomi ed indirizzi degli industriali; 6700 società sono elencate nella «Guida dei fabbricanti»; 5700 concessionari sono elencati alfabeticamente e geograficamente nella «Guida dei concessionari». Oltre a ciò vi è anche un «Catalogo dei fabbricanti» dove più di 900 pagine sono dedicate ai prodotti disponibili. Questa è la più grande e la più completa opera di riferimento mai pubblicata in tutto il mondo. Ordinatela ora... l'edizione del 1975-76 è limitata. L'opera completa in due volumi verrà spedita per via ordinaria.

NOTA AGLI INSERZIONISTI: Pagine pubblicitarie nell'Electronic Design e nel Catalogo del Libro d'Oro dell'Electronic Design sono disponibili a costo conveniente. Scrivete per informazioni dettagliate al Direttore delle Vendite di Electronic Design, 50 Essex Street, Rochelle Park, New Jersey 07662 USA. Indirizzo telegrafico: HAYDENPUB ROPK USA. TELEX: 710-990-5071.

Diffusione dell'Electronic Design — negli Stati Uniti: 73400

Edizione Estera: 13200 (di cui 11000 in Europa)

Libro d'Oro dell'Electronic Design. Diffusione internazionale: 92500.

ABBONATEVI ORA A TUTTE E DUE LE PUBBLICAZIONI . . . RISPARMIERETE IL 20%.

Se vi decidete ora, potrete abbonarvi sia alla Rivista «Electronic Design» (per un anno, 26 numeri) che al Libro d'Oro dell'Electronic Design (edizione 1975-76, 2 volumi, (2000 pagine) per soli \$64 un risparmio del 20%. Riceverete quasi 8000 pagine d'informazioni tecniche. LE SPEDIZIONI VERRANNO EFFETTUATE A RICEZIONE DELL'ORDINAZIONE. CONSIDERARE 8 SETTIMANE PER VIA MARE.

NOME _____

TITOLO _____

SOCIETA _____

INDIRIZZO _____

NAZIONE _____

Spedire a: Circulation Manager (direttore diffusione) Electronic Design, 50 Essex Street, Rochelle Park, New Jersey 07662 U.S.A.

VOGLIATE SPEDIRE

- La rivista «Electronic Design» in abbonamento annuo (26 numeri) per posta aerea. Accludo assegno \$40.00.
- Il libro d'Oro di Electronic Design (2 volumi) per posta ordinaria. Accludo assegno \$40.00. (Purché all'atto della ricezione dell'ordine i numeri siano ancora disponibili).
- Entrambe: Rivista e Libro d'Oro con la riduzione del 20%. Accludo assegno \$64.00.
- Pregate il vostro Ufficio Pubblicità di mettersi in contatto con me.

L'oscilloscopio: uso e rimedi

seconda parte di Domenico SERAFINI

Fatto quanto detto nel precedente capitolo, pubblicato sul n. 2 bisogna assicurarsi che la forma d'onda rappresentata sullo schermo sia stabile, cioè ben ferma anche se il segnale da esaminare presenta costanti variazioni di frequenza ed ampiezza.

Nei vecchi oscilloscopi la stabilizzazione d'immagine veniva ottenuta sincronizzando il generatore a frequenza libera della base dei tempi. Cioè il segnale da esaminare prima portava il generatore alla sua frequenza e quindi la sincronizzava (sweep ricorrente).

Il risultato, seppur soddisfacente, non basta per le prestazioni richieste oggi. Bisogna ricordare che è molto difficile sincronizzare il generatore con un segnale che varia in ampiezza e frequenza.

Se s'impiegasse questo metodo, il segnale rappresentato sullo schermo sarebbe soggetto a tremolii e a movimenti orizzontali, come se camminasse, richiedendo, così, una costante regolazione manuale del controllo della fase tra il segnale rappresentato e l'onda a dente di sega del generatore.

Per rimediare a ciò si sono progettati oscillatori «triggered» che provvedono alla rappresentazione (display) del segnale da esaminare in modo stabile e senza costanti regolazioni. Riepiloghiamo:

Vi sono due tipi di scansioni (sweep), quella «ricorrente» e quella «triggered». La prima è stata descritta in principio, della seconda parliamo qui di seguito:

Trigger è una parola che non cambieremo, perciò pronunciatela: «trigger». La scansione triggered, a differenza di quella ricorrente, non è visibile sin quando il segnale da esaminare non la aziona. In altre parole il segnale entrante da esaminare de-

termina l'inizio di ciascuna scansione azionando (triggering) il generatore della base dei tempi.

Il segnale trigger non solo dà l'inizio alla scansione, ma disattiva anche il circuito di spegnimento (unblank) il quale fa sì che il raggio catodico sia visibile per tutta la durata della scansione. Appena la scansione ha inizio, un altro circuito entra in azione evitando che questa venga «disturbata» da altri segnali fin quando la scansione non finisce ed il raggio catodico ritorna al lato sinistro dello schermo, ed è quindi pronto ad accettare un altro trigger.

Tutto ciò ottiene come risultato che

qualsiasi segnale applicato al circuito trigger (attraverso l'amplificatore verticale), non influenza la scansione rappresentando così un segnale molto stabile, fig. 1.

In fig. 2 indichiamo i controlli del trigger raggruppati.

Prima di tutto bisogna scegliere il tipo di sincronizzazione (triggering mode). Con il «free-run» si ottengono le caratteristiche della scansione ricorrente. In posizione «Normal» il segnale triggering agisce come spiegato in precedenza. In questo caso è necessario scegliere un appropriato «livello», tramite l'apposito controllo in modo da selezionare il punto del segnale

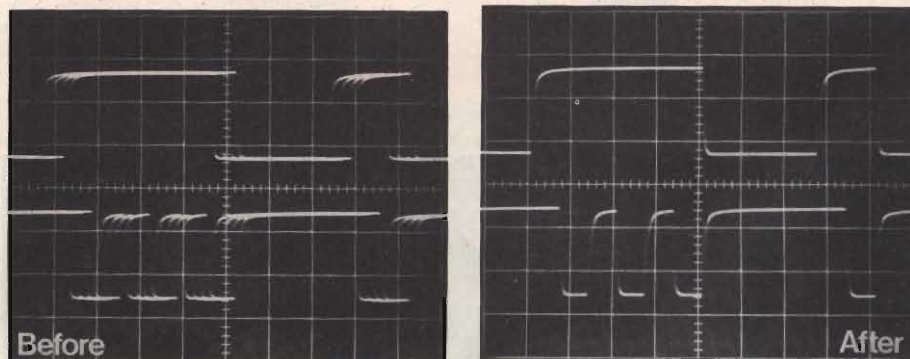


Fig. 1 - Rappresentazione oscillografica di due segnali, a sinistra non «triggered», a destra «triggered». «Before»: prima di essere sincronizzato. «After»: dopo la sincronizzazione.

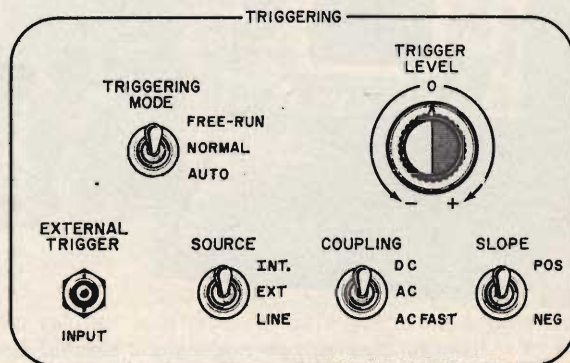


Fig. 2 - I controlli del «triggering» raggruppati.

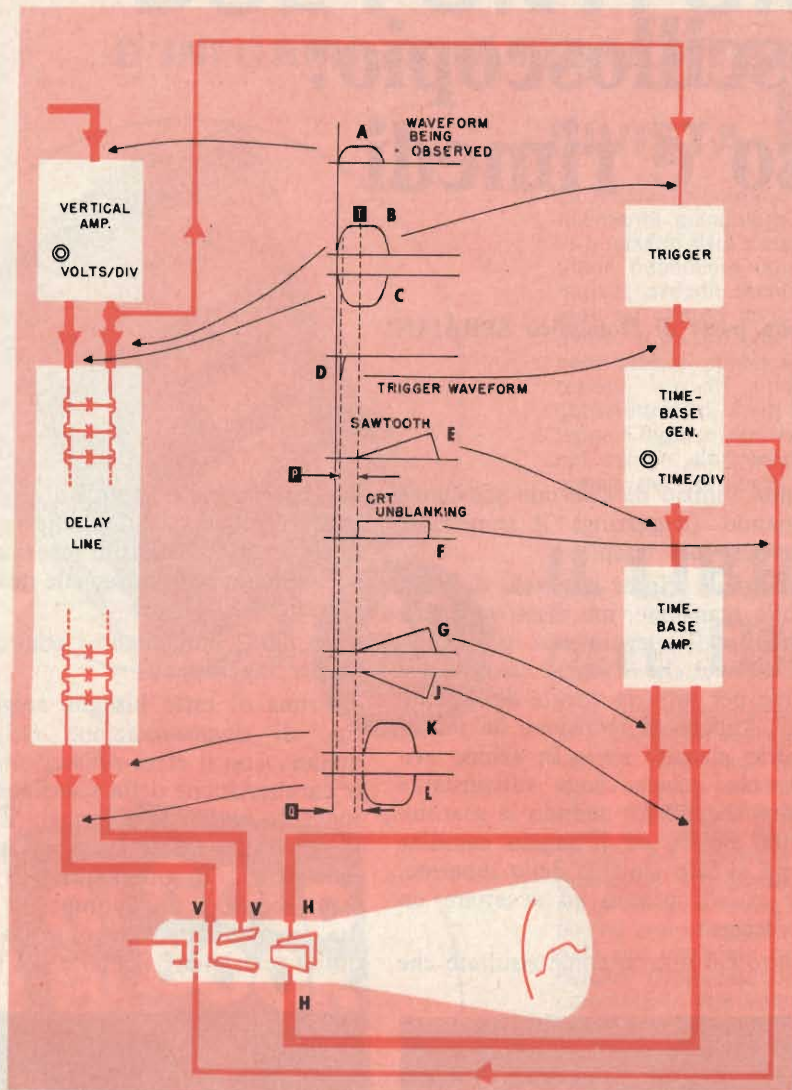


Fig. 3 - Schema a blocchi di un semplice oscilloscopio.

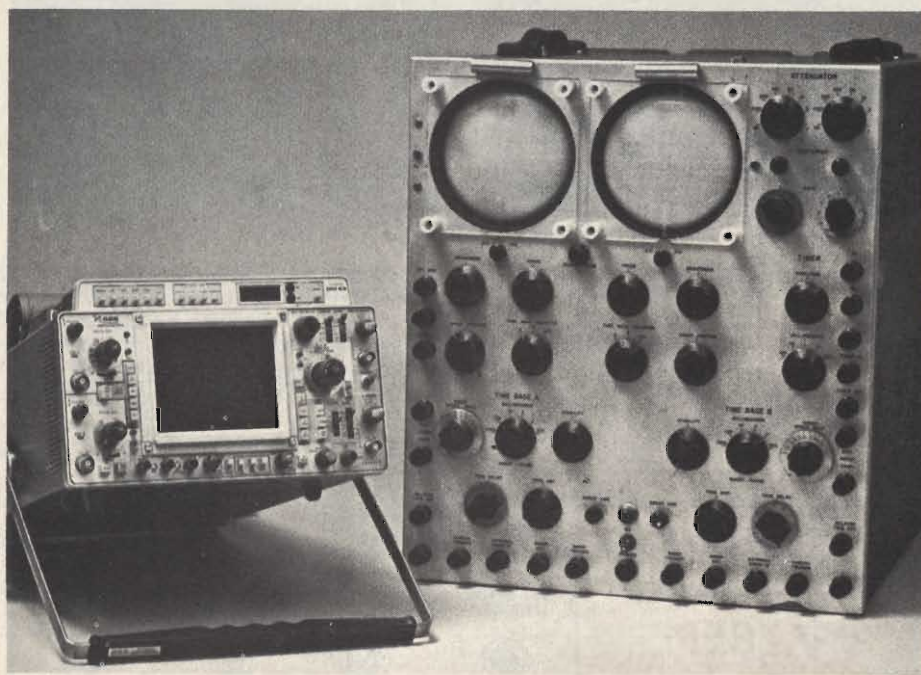


Fig. 4 - A destra, oscilloscopio multi-traccia vecchio tipo, a sinistra uno modernissimo.

da esaminare che dà inizio alla scansione.

Nella posizione «Auto» la scansione è ricorrente e quando applichiamo un opportuno segnale (da osservare) questo (sweep) viene automaticamente sincronizzato dal principale livello d'onda. In questa posizione si possono avere instabilità se il segnale da analizzare non avesse un'ampiezza adeguata o il commutatore di porta attenua di molto il segnale. Bisogna anche dire che il triggering può essere compiuto sia dal segnale esaminato che da un segnale esterno che lo si desidera sincronizzato con il segnale da osservare (questo viene inviato allo «Ext. Trigger input». H).

Nel primo caso la «source» deve essere in posizione interna (int.), nel secondo caso in quella esterna (ext.). La posizione «line» è una posizione esterna, questa, comunque, non richiede un segnale triggering esterno in quanto utilizza la stessa frequenza di rete che alimenta l'oscilloscopio. (utile per il triggering di un segnale TV alla frequenza di campo).

Il selettore d'accoppiamento serve alla scelta del tipo di trigger da impiegare. La sincronizzazione può avvenire ad un certo livello c.c. o con un segnale c.a.. La posizione «AC Fast» lascia passare solamente segnali ad alta frequenza e blocca in modo netto tutte le componenti a 60 Hz presenti nel segnale triggering.

Il controllo della «Slope» provvede alla scelta del triggering nell'andamento positivo o da quello negativo del segnale da analizzare.

Le caratteristiche del triggering sono:

- 1) sensibilità
- 2) larghezza di banda.

Il primo fattore indica il livello minimo del segnale (richiesto) per ottenere un'immagine (rappresentazione) stabile. Il secondo indica la banda di frequenze che possono essere rappresentate in modo stabile.

In precedenza, parlando dall'asse X, dovevamo trovare un modo d'ingrandire la scansione; ora, dato che conosciamo l'azione triggering, presenteremo un altro metodo per ottenere l'ingrandimento dello sweep. Ciò consiste nel generare un segnale triggering con un ritardo tale da attivare lo sweep proprio quando arriva il segnale da esaminare. Questo metodo, chiamato «Calibrated sweep delay» provvede ai seguenti vantaggi rispetto a quello descritto in precedenza:

- 1) maggiore espansione

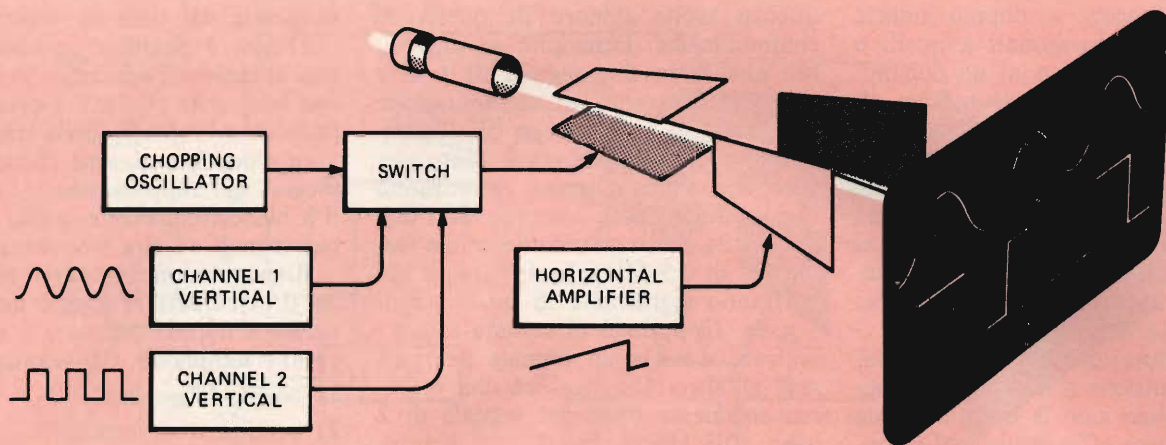


Fig. 5 - Schema a blocchi di un oscilloscopio a doppia traccia nella posizione «chopped».

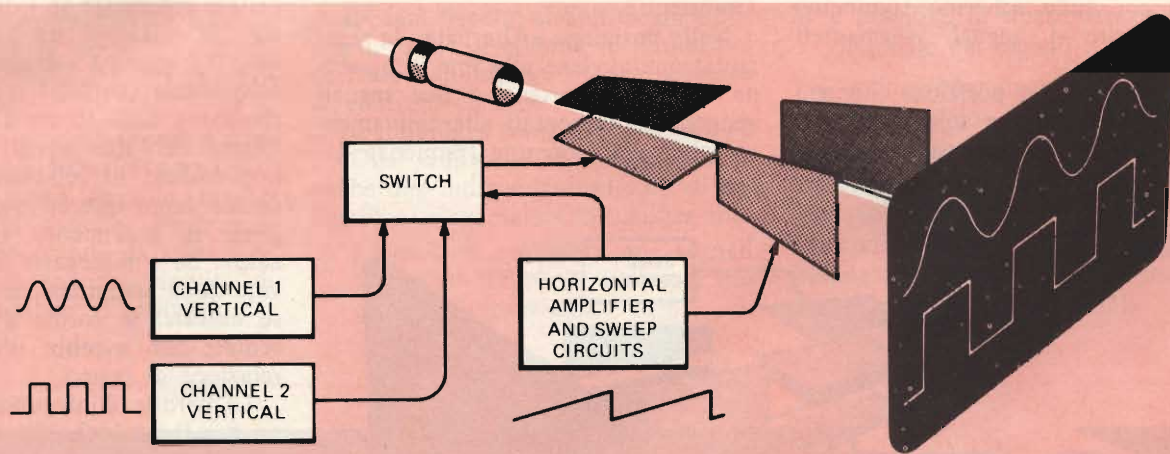


Fig. 6 - Schema a blocchi di un oscilloscopio a doppia traccia nella posizione «alternate».

- 2) eliminazione di tremolii
- 3) migliore accuratezza.

A proposito di ritardo (delay) dobbiamo spiegare quanto segue: sappiamo che l'azione triggering avviene «saggiando» lo «slope» del segnale da esaminare; ora, affinché il lato anteriore o salita (leading) di un segnale possa apparire sullo schermo, è necessario che il segnale applicato alle placche di deflessione verticale venga ritardato rispetto al segnale entrante da esaminare. La necessità del ritardo aumenta con l'aumentare della frequenza.

In fig. 3 indichiamo il diagramma a blocchi dell'oscilloscopio completo dei circuiti descritti.

A volte capita di dover controllare o misurare il rapporto di fase tra due segnali. Facciamo un esempio: supponiamo di avere un guasto nella sezione del colore di un TV. Il sintomo

è una serie di barre colorate orizzontali. Ciò può essere causato dall'oscillatore locale che lavora con una frequenza molto diversa dagli stabiliti 3,5 MHz, o dal circuito del Burst. La prima cosa da fare è vedere se il segnale burst è presente; secondo vedere se questo è in fase con gli impulsi di riga. Se ciò fosse a punto è chiaro che il difetto è causato dall'oscillatore o discriminatore. In tal caso per analizzare gli impulsi che operano i circuiti CAG, Killer, base dei tempi, servo motori (nei RVM) ecc., è necessario avere due oscilloscopi con i tubi catodici tanto vicini da poter analizzare i rapporti di fase.

Oggi giorno, grazie alle nuove tecniche, è possibile impiegare un solo tubo per due separate rappresentazioni, cioè a doppia traccia.

La fig. 4 a destra indica un oscilloscopio multi traccia del vecchio tipo

(con due tubi catodici), e a sinistra un oscilloscopio multi traccia ultramoderno.

Gli oscilloscopi a multi traccia sono utili anche per l'analisi del guadagno e deterioramento del segnale.

Oggi in commercio esistono due tipi di oscilloscopi multi traccia, quello a:

«Doppia Traccia»

e quello a:

«Doppio Raggio»

Gli oscilloscopi a doppio raggio possono essere del tipo:

a) Split Beam CRT

b) Dual Beam CRT

c) Dual Gun CRT

E' importante che questi non vengano confusi tra di loro.

Un «doppio raggio» vuol dire che il cinescopio (CRT) genera due raggi catodici, mentre quello a «doppia traccia» genera un solo raggio

Gli oscilloscopi a doppia traccia possono essere paragonati a quelli a traccia unica provvisti di un commutatore d'entrata (per tale motivo gli oscilloscopi a doppia traccia vengono chiamati anche «switched inputs»). Il commutatore (switcher) permette due indipendenti entrate. I segnali da misurare prima di essere applicati ai circuiti di deflessione, vengono commutati ad una frequenza tale da far apparire due tracce fisse.

La commutazione può avvenire durante la scansione o durante la ritraccia. Nel primo caso la commutazione viene chiamata «Chopped», nel secondo caso «Alternate».

Nella posizione Chopped l'oscillatore che controlla la frequenza di commutazione lavora negli ordini di 1 o 2 MHz, ciò significa che vi è un limite prima che sullo schermo comincino ad apparire i segnali segmentati (chopped).

In altre parole la posizione chopped può essere impiegata solamente se i segnali da misurare avessero una fre-

quenza molto minore di quella di commutazione. Esempio: se dovessimo analizzare due segnali di 1 kHz con una frequenza di commutazione di 1 MHz, la velocità con cui il commutatore cambia entrata è tanto elevata che sullo schermo appariranno due separate tracce continue. Se i due segnali da analizzare avessero una frequenza di 0,5 MHz, le due tracce appariranno segmentate in quanto ogni 1 μ sec. (il periodo di commutazione) la traccia lascia un segnale per passare all'altro. Ciò significa che vedremo solamente metà del segnale di 2 μ sec. (0,5 MHz). Fig. 5.

Alcuni oscilloscopi nella posizione chopped mettono in funzione un circuito blanking in modo da eliminare la rappresentazione di sottili linee che dovrebbero connettere le due tracce (transienti).

Nella posizione «Alternate» la commutazione avviene alla fine di ciascuna scansione, pertanto i due segnali vengono rappresentati alternativamente (alternate) con una frequenza de-

terminata dal time-div. usato. Fig. 6.

Questo è possibile solamente se la fine di ciascuna scansione avviene con una frequenza talmente elevata da non provocare la rottura delle tracce. Riepilogando: la posizione chopped è impiegata per rappresentazioni di segnali a basse frequenze e quella alternate per segnali ad alta frequenza.

Rispetto ad altri apparati multi-traccia il principale vantaggio dell'oscilloscopio a doppia traccia è il suo basso costo e semplicità. Gli svantaggi sono:

- 1) scarso triggering
- 2) perdita d'informazioni
- 3) perdita di luminosità.

Esaminiamoli: la sincronizzazione scarsa è causata dal fatto che l'analisi di due diversi segnali produce uno scarso triggering. Ciò potrebbe essere evitato solamente se i due segnali fossero in relazione tra loro. In questo caso il triggering verrebbe preso da un solo canale (entrata) o da un segnale risultante dalle forme d'onda da analizzare. Se i due segnali da esaminare non fossero in relazione tra loro, il canale non-triggered mostrerà un segnale in movimento (non-sincronizzato). Se s'impiegasse il trigger ricavato dalla combinazione di due diverse entrate, le forme d'onda rappresentate non avrebbe una fedele correlazione di tempo.

Le perdite d'informazioni avvengono per il fatto che sia l'azione chopping che quella alternate, producono sempre dei «buchi» nelle tracce. Un'altra perdita è dovuta al segnale blanked durante la commutazione.

La luminosità delle tracce è ridotta in quanto un solo raggio catodico viene diviso da due segnali. Ciascuna rappresentazione può usufruire della metà dell'uscita luminosa.

Gli oscilloscopi «Split-Beam» impiegano CRT con una sola sorgente di elettroni che, appena arriva al secondo anodo, viene divisa (split).

I raggi risultanti vengono influenzati da due diversi sistemi di deflessione verticale ed un comune sistema di scansione orizzontale. Fig. 7

I vantaggi del split-beam rispetto a quello a raggio unico prima descritto sono:

- 1) le tracce vengono rappresentate al 100%
- 2) non causa una perdita di segnale
- 3) non causa una perdita della luminosità.

Gli svantaggi sono:

- a) alto costo
- b) difficoltà della modulazione Z.

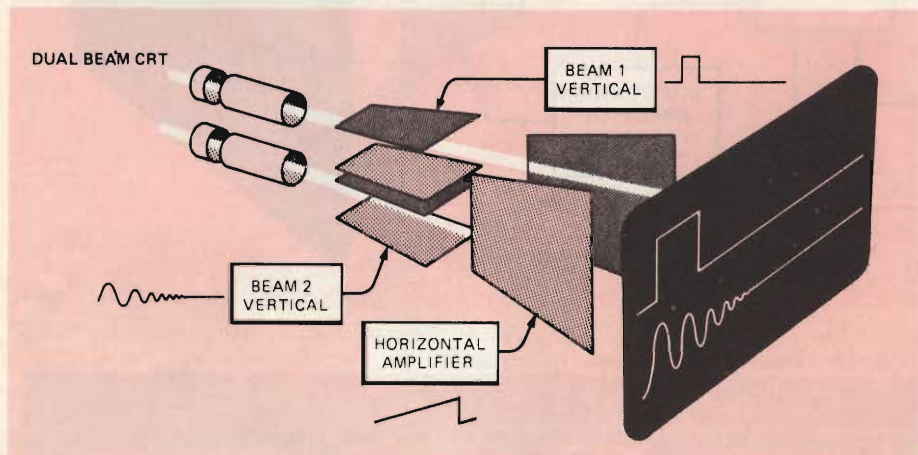


Fig. 7 - Schema a blocchi di un oscilloscopio «split-beam».

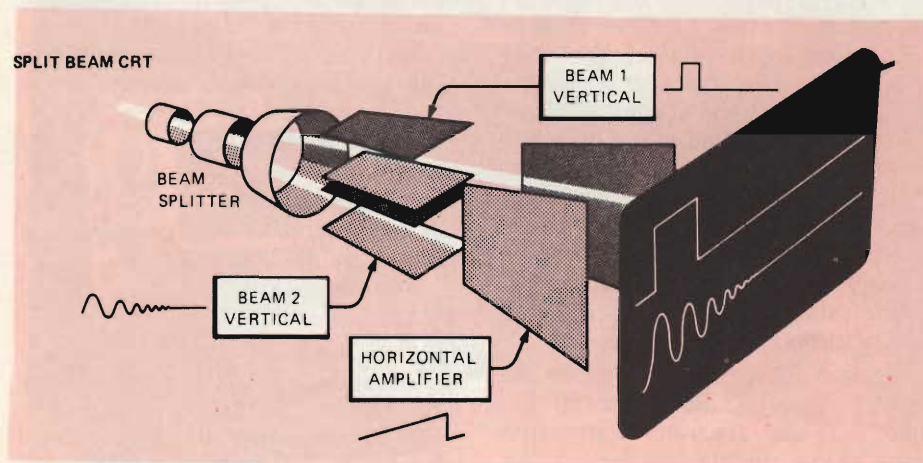


Fig. 8 - Schema a blocchi di un oscilloscopio «dual-beam».

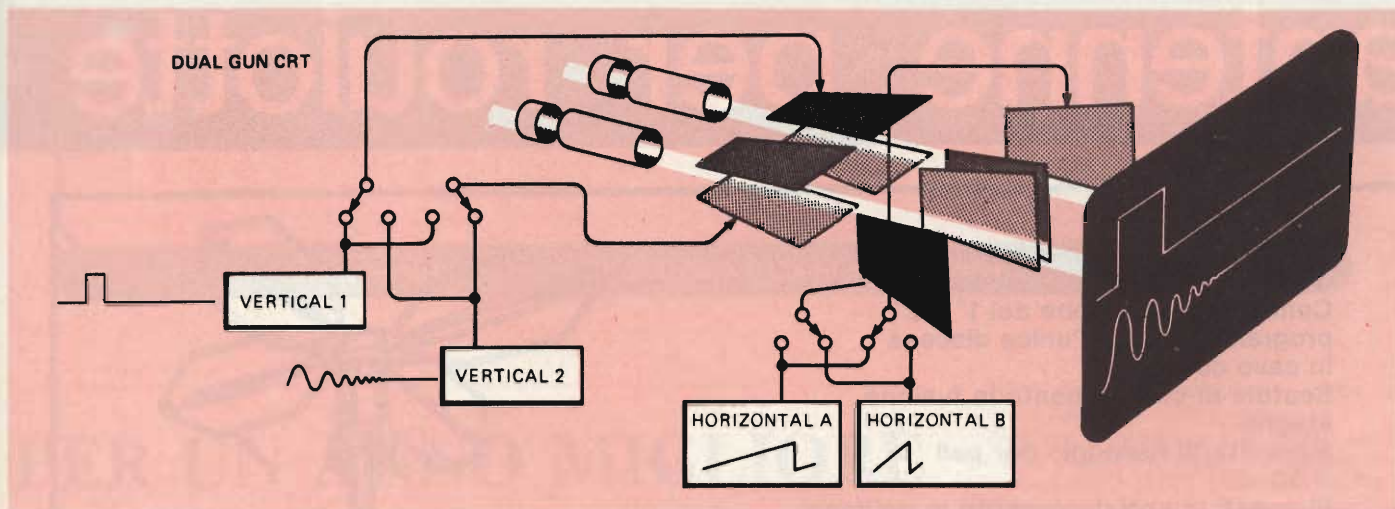


Fig. 9 - Schema a blocchi di un oscilloscopio «dual-gun».

Quest'ultimo inconveniente è dovuto al fatto che la sorgente comune previene la modulazione Z. (intensità).

Un'altro tipo di oscilloscopio a doppio raggio è quello «Dual-Beam» CRT. Questo, nella stessa ampolla, fa uso di due separati cannoni elettronici, due indipendenti circuiti di deflessione verticale ed un comune circuito di scansione orizzontale. Il vantaggio del

dual-beam rispetto al Split-beam è che con il primo si elimina le limitazioni derivate dall'impiego di una sorgente di elettroni comune. Fig. 8.

La differenza tra il «Dual-Beam» ed il «Dual Gun» CRT è che l'ultimo ha anche due indipendenti circuiti di deflessione orizzontale. Ciò significa che:

1) è possibile analizzare due segnali di diverse frequenze a diverse frequenze di scansioni.

2) è possibile la sincronizzazione individuale dei segnali.

L'oscilloscopio dual-gun può essere paragonato a due separati apparecchi che hanno in comune l'ampolla del cinescopio fig. 9. Questo tipo di oscilloscopio, introdotto nel 1950 dalla Tektronix, oggi è arrivato ad una perfezione tale da poter offrire una larghezza di banda di 400 MHz.

TUBI A RAGGI CATODICI

TEC

la qualità
al servizio
del tecnico

IN VENDITA
PRESSO TUTTE LE SEDI

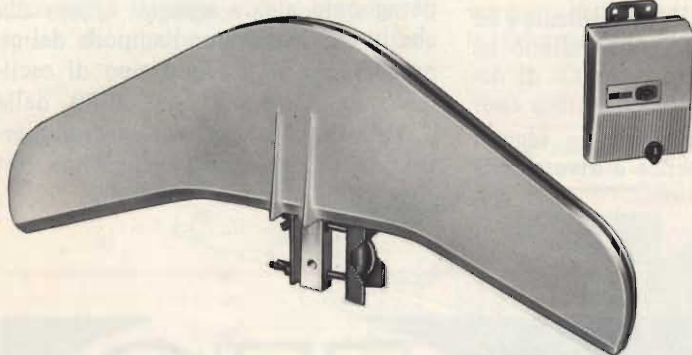
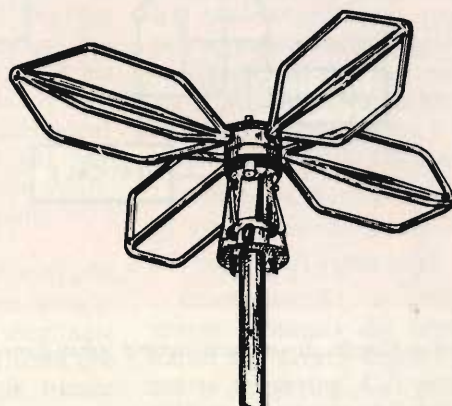
G.B.C.
italiana

Modelli

A 31 - 20 W
A 31 - 120 W
A 47 - 26 W
A 50 - 120 W
A 59 - 23 W
A 61 - 120 W
A 65 - 11 W

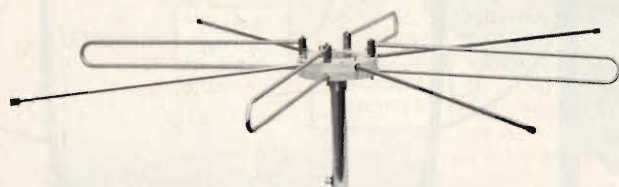
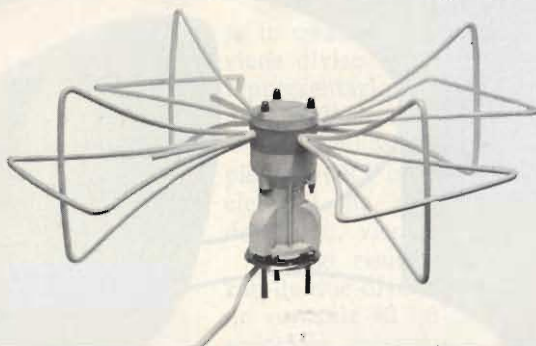
antenne per roulotte

**Antenna VHF-UHF per roulotte
Omnidirezionale multibanda.
Consente la ricezione del 1° e 2°
programma con un'unica discesa
in cavo coassiale.
Scatola di collegamento in fusione
stagna.
Morsetto di fissaggio per pali
Ø 20÷40.
Elementi in acciaio rivestito in politene
Impedenza: 50/75 Ω
NA/5500-00**



**Antenna per roulotte "TEKO ROUL"
VHF: banda I e III
UHF: banda IV e V
Guadagno: VHF-UHF +20 dB
2 amplificatori a basso rumore
Uscita: 75 Ω
Alimentazione: 12÷15 V
Completo di alimentatore
NA/5503-00**

**Antenna omnidirezionale per mezzi mobili
VHF-UHF
Impedenza: 75 Ω
Completa di m. 4 di cavo, e demiscelatore.
NA/5502-00**



**Antenna omnidirezionale per mezzi mobili
Bande: I-II-III-IV-V
8 elementi in ottone verniciato
Supporto in materiale anticorrosivo
e antiurto
Ingombro max.: 200 x Ø 1260
Impedenza: 75 Ω
NA/5510-00**

CQ - RADIOAMATORI

a cura della sezione ARI di Milano - Coordinatore: I2KH

PER UN ANNO MIGLIORE

di I2KH Gloriano ROSSI

Verso la fine e il principio di ogni anno permangono nell'ambito delle sezioni un clima strano disuguale fino al giorno che avviene: LO SPOGLIO DELLE SCHEDE

Ma quali schede? Quelle di votazione del Consiglio.

Ma quale Consiglio? quello dell'... della... Già...! è vero. Quest'anno si è votato per due Consigli.'

Primo per importanza è quello generale dell'ARI e poi quello di ogni rispettiva Sezione o Gruppo.

Ogni anno si prospettano problemi veramente onerosi e tanto di più vale questa affermazione per il Consiglio Nazionale.

Siamo più di diciassettomila soci e se la situazione odierna è così impegnativa tanto più è valida la necessità di avere nel sopra nominato Consiglio uomini validi ed operosi.

E' inutile che su quelle ormai scomode sedie siedano uomini che si perdono in chiacchiere per problemi di poco conto.

Cinque o dieci anni fa il consiglio poteva anche esaminare quei problemi che per la loro scarsa importanza oggi rallenterebbero l'utile ed effettivo lavoro degli «UOMINI D'ORO».

Nel giorno in cui scrivo queste righe non so ancora quali consiglieri verranno a far parte della importante schiera di Condottieri. Citerò quindi quegli uomini che in passato e nei passati consigli hanno detto e fatto qualche cosa di veramente buono.

YX il nostro carissimo Giovanni Carlo è ancora uno degli uomini validi.

Un giorno YX ha detto che è di estrema importanza che vengano demandate molte delle incombenze dell'ARI Generale alle Sezioni o Comitati Regionali.

Ma questo è stato fatto in maniera insoddisfacente.

Consiglio 1976: Vogliamo migliorare anche questo?

Ancora da I1YX era partita una iniziativa che poteva permettere alla maggior parte delle Sezioni di essere intercollegate e, fatto molto più importante, direttamente anche con la segreteria Centrale.

Che io sappia non se ne è fatto nulla.

In radio si consiglia parlare di problemi tecnici e problemi di carattere radiantistico e quindi parlare dell'ARI, ed anche in

RTTY, non è in disaccordo con i sommi dogma.

Consiglio 1976 Vogliamo migliorare anche questo?

Il discorso QSL è stato fatto, penso, circa unmiliardoduecentonovantasette volte e quindi:

Consiglio 1976 Vogliamo migliorare anche questo?

Abbiamo avuto la fortuna di avere nella gestione un uomo che vale tanto oro quanto pesa. WPS è stato messo in Consiglio 1975 un po' come «tappa buchi» in quanto I2RCD era dimissionario.

In effetti questo «Tappa buchi» si è dimostrato, nei suoi mesi di consiglio, uno degli uomini più utili che l'ARI abbia mai avuto. Un uomo che con la sua esperienza professionale (fra i più noti Dottori Commercialisti di Milano) è riuscito a sanare, aggiustare e soprattutto suggerire e far approvare certe determinate cose che guardano al futuro della nostra Associazione, il che ha una enorme importanza.

In effetti fra le nostre colpe la maggiore è quella di guardare solo ed esclusivamente al presente.

Risolvere un problema di oggi perché sia oggi valido è un grave errore, poiché domani saremmo di nuovo a discutere della stessa incombenza tralasciando probabilmente argomenti di pari importanza.

Le QSL non arrivano

di I2PKF

Primo parere: «IL QSO è finito soltanto quando le cartoline di conferma sono giunte a destinazione».

Secondo parere: «A me le QSL non interessano».

Terzo parere: «Le mie fanno piangere se le confronto con quelle di DK2AAA. Lui sì che è un artista, ricco di personalità (e di marchi)».

Quarto parere: «La QSL deve contenere i dati essenziali per il DXCC o per gli altri super-diplomi. Il resto è esibizionismo».

WPS e l'uomo che guarda questo futuro ed agisce in conseguenza.

Non voglio screditare con queste parole gli altri consiglieri, difatti mi sembra inutile ribadire che I1ZCT il caro Sergio Pesce svolge ormai da anni un'opera insostituibile nell'ambito dell'ARI.

Dove troviamo un'altra persona di pari qualità ed esperienza che possa dedicare la maggior parte del suo tempo, diciamo pure, anche facente parte del suo lavoro?

Rosario Vallero, l'uomo che alle scorse elezioni è stato un MA. L'uomo che è entrato in Consiglio per sedersi su una poltrona che facilmente si può confondere con la sedia elettrica. Si è dimostrato il presidente che ci voleva.

Un presidente giusto al momento giusto: con quell'aria pacata, conciliante, ponderante ha saputo sostenere un incarico in modo tale da smentire automaticamente le sue stesse prime parole che all'insediamento pronunciò: «Sicuramente passerò alla storia dell'ARI come il presidente più impopolare e criticato per la situazione in cui siamo».

Rosario, non è vero; con quella tua aria partenopea che sembra dire: «Guaglio' stamme quieto», hai saputo, avvalendoti delle giuste persone, migliorare e sanare le situazioni difficili della nostra Associazione.

In questa nuova gestione sono nati dei grossi problemi legati sia al numero dei soci sia alle varie situazioni del momento.

E' un difficile compito quello del nuovo consiglio.

Una nuova e migliore Radio Rivista, il nuovo statuto, sede, QSL, Cinquantenario della Fondazione, Relazioni col Ministero, Ponti, e non so quali e quanti altri problemi esistano ancora.

Buon Lavoro, quindi, a Rosario I8KRV, Sergio I1ZCT, Sergio I2WPS, e a tutti gli altri consiglieri che si prodigano sempre per un'ARI migliore.

Quinto parere: «I2DMK, Massimo, è fortissimo: sapessi quante QSL riceve...».

Parere generale: «Le QSL non arrivano».

Su questi più o meno colorati pezzi di cartoncino, se ne sentono proprio di tutti i colori. La frase di rito, però, è l'ultima: le QSL non arrivano. Ma perché?

Ho visto distinti signori, autoritari in famiglia e in ufficio, singhiozzare disperati nel vedersi tornare a casa con la scritta «sconosciuto» la QSL inviata nella Nuova Guinea. Altri, senza ritegno per il loro

censo, commuoversi come bambini nel ritirare dalla portiera la tanto sospirata QSL del primo VK o ZL. Subito dopo, scomparsa la comunicazione, è subentrato l'orgoglio. «Ho qui la QSL di quello ZL di quindici giorni fa», dicono agli amici. Fingono indifferenza all'evento, ma si capisce che quella cartolina (piuttosto bruttina, a essere sinceri) ha colpito nel segno.

E' proprio vero che, attorno al fenomeno radio ruota tutto un mondo complementare. C'è tutto un business, molto bene organizzato all'americana, in cui il novantanove per cento degli OM cade con voluttà. Contest, diplomi, QSL, riunioni di gruppo (per lavorare e per fare colossali mangiate e bevute). La radio, qualche volta, è ridotta al rango di soprammobile. Quasi un pretesto. La si accende il meno possibile, ma tutto il resto (il business) funziona a pieno ritmo: 5 e 9 più 60.

Il rituale, tipico della casta, ha nella cartolina QSL una specie di distintivo viaggiante. Purtroppo, viaggia con i mezzi meno celeri, e coloro che si lasciano prendere dall'impazienza dell'attesa cadono in preda a cocenti delusioni. Per il DXCC, il diploma dei 100 paesi collegati e da confermare uno per uno, occorrono appunto altrettante QSL dei paesi della lista. E' l'award più prestigioso, anche se qualcuno adesso ama snobbarlo. Sembra uno scherzo, ma sfida chiunque sia uomo normale (moglie, figli, lavoro di otto-nove ore al giorno, due pasti di mezz'ora, l'uno, TV condominiale che non sopporta la concorrenza delle bande di radioamatore) a cavarsela in un mese, magari in gennaio o febbraio.

Su «Radio Rivista», 14ZSQ sostiene che i 100 paesi si collegano in un mese scarso e che in sei mesi le QSL dovrebbero arrivare (andata e ritorno). Insomma, robbetta da principianti.

Sui 100 paesi in un mese, non so. Io ci ho messo quasi un anno, sempre col ritmo di un persona normale (moglie, figli, otto ore di sonno e altrettante di lavoro, vacanze esclusivamente col 2 metri). Ma è chiaro che il manico (the handle, come dicono i grandi DXers) o uno ce l'ha oppure non può chiederlo a prestito...

Beh, e le cartoline QSL? Quelle, è arcinoto, non arrivano. O meglio, se tu colleghi 10 russi, 10 danesi, 10 tedeschi e 2 giamaicani (che non vuol dire ostilità alla razza canina, ma allude ai pregiati 6 Y 5)

puoi giurare che le cartoline dei 10 russi sono ferme al Central Radio Club, P.O. Box 88 di Mosca; che i danesi e i tedeschi arriveranno al settanta-ottanta per cento e che proprio i due amici della Giamaica sono i più perfidi e noncuranti di tutta la splendida isola cara a James Bond e ai pirati (non quelli dell'etere, sia chiaro). Ce n'erano due che non rispondono mai: ecco, li hai collegati tu.

Per il DXCC award c'è chi dilapida un piccolo patrimonio, volendo evitare che le sue cartoline giacciono troppo a lungo nei



polverosi meandri di via Scarlatti 31, Milano. Chi si riduce a questa scelta è un povero (anche se apparentemente non sembra) disgraziato. Tra bolli, coupon, buste con indirizzi a se stesso, timbri e regolini allettanti per i corrispondenti, l'O.M. che vuole fare in fretta spende sulle 100 mila lire per 120 paesi. Questo, se tutto va bene.

La tecnica della spedizione diretta è elementare, quando si possiede un callbook, cioè le due guide tipo telefono dei radioamatori americani e del resto del mondo: soldi, soldi, e ancora soldi. La collezione di francobolli deve essere ampia: 180 lire, 200, 230, 300, 10.000 (no, l'ultimo non c'è, ma potrebbe servire per quegli esseri superiori che risiedono nelle Canarie o nel Marocco che, delle cartoline altrui, devono fare un uso scorrettissimo, che vi lascio soltanto immaginare, per decenza).

Il principio di forzare i tempi, qualche volta, funziona. Serve egregiamente con i polacchi e con i tedeschi dell'Est, tanto per fare due esempi. Io adoro gli SP e i DM forse quasi come i miei figli. Ho la casa piena delle loro QSL e presto mi faranno membro onorario di quelle associazioni. Purtroppo, gli spagnoli mi disprezzano. Ho ricollegato, dopo mesi, gente dell'EA che mi aveva abbracciato e baciato in frequenza. Ho chiesto se, per caso, avessero spedito qualcosa al mio indirizzo. Subito, la cuffia mi ha portato una ventata di gelo. Poi, l'EA di turno mi ha severamente ammonito, con un tono che in precedenza non gli avrei mai potuto attribuire. Quegli uomini fieri e orgogliosi non ammettono dubbi sulla loro correttezza, anche e soprattutto quando sono OM. Mi era venuta la tentazione di chiudere dicendo «Mi respectos a tu señora...», ma ho ta-

ciuto. E se il caballero poi pensa che faccio del sarcasmo fuori posto? Mai parlare di queste cose in frequenza: ti giochi, quanto meno, la possibilità di una QSL in ritardo di un anno, s'intenda via associazione.

Intanto, le QSL non arrivano. O meglio, arrivano quelle respinte al mittente. Ne ho una piccola collezione, che spero diventi sempre più assortita. Francia URSS, Israele, Corea, USA eccetera. Se inventano il DXCC degli indirizzi sbagliati, sono sulla buona strada.

E poi, non è vero che le cartoline non arrivano mai. Negli ultimi tre mesi ne ho spedito due o trecento (ormai ho rinunciato a controllare spese ed altro, mi fa tanta malinconia) e hanno risposto in quattro o cinque. Robetta mica male (P 29, cioè Papua; L, cioè la Nuova Zelanda; V K 3, cioè l'Australia normalissima; K L, l'Alaska; A P, il Pakistan; e qualche altro). Ma quante sono quelle che brillano per la loro assenza... Io aspetto sempre con trepidazione immutata. La signora Pina, la mia portiera, ormai conosce tutti i miei segreti. Sa tutto di tralicci, antenne, onde stazionarie, rotor; è diventata una esperta di TVI. Ma soprattutto, ha un occhio particolare per le buste di posta aerea e le cartoline che piacciono a me. Mi guarda con sempre più aperto compatimento: dev'essere in torta con mia moglie e i miei figli. Mia moglie, onesta madre di famiglia e moglie esemplare, ha sopportato con stoicismo tutto: cambiamenti di radio a ritmo frenetico, imperiosa necessità di «quel» wattmetro, di «quel» match-box, di «quegli» abbonamenti a riviste che non arrivano mai (altra bella cosa, che si accomuna alle cartoline...). Ma sulle QSL la santa donna non mi ha seguito. Le telefono dall'ufficio chiedendo: «C'era niente, in casella?» E lei: «Mah, non so. Ci sono due o tre lettere». «Mica QSL, per caso?» «Uffa, non ho guardato. Sai che non ti leggo la corrispondenza». E io resto lì a pensare se sarà un invito per un inutile mostra d'arte, una pubblicità, oppure la tanto sospirata risposta da quel cileno collegato in una radiosa giornata dell'autunno 1974.

Nella sciagura, ho una mia popolarità. Alle Poste di via Ferrante Aporti mi salutano come uno dei più validi clienti, a livello di banche e grandi aziende. Ma non basta, perché la lotta è impari. E allora? Bisogna essere filosofi, mandare via associazione e stropicciarsene allegramente dei cinque anni (di media) che impiega una cartolina da Madrid (o Mosca) a Milano.

Peccato, però. Nel 1983, quando arriveranno quelle cartoline ingiallite nei depositi dell'URE del Central Radio Club e dell'ARI, probabilmente non mi daranno lo stesso entusiasmo di quando le toglievo con mano impaziente dalla casella delle lettere. E' un brutto sintomo? Ma no. Per il DXCC c'è tempo. Minimo, trent'anni.

I 2 PKF

P.S. - Adesso mi ricordo che c'è un'altra strada: la sollecitazione diretta. Il telefono del Central Radio Club, a Mosca, è e quello dell'A.R.I., a Milano, è 203192. Con l'ARI andate a colpo sicuro: loro, le QSL vostre ce le hanno lì. Da anni.



UN TRANQUILLO CONTEST DI PAURA

di I2AV Alberto AVANZINI

Ammetto che il titolo tende lievemente al melodramma, ma non sono riuscito a condensare in appropriati aggettivi il mio primo contest in telegrafia.

Un bel dì, Roberto I2LRQ, mi disse che si sarebbe svolto lo SCANDINAVIAN ALL COUNTRIES — in breve il SAC — e mi chiese se potevo partecipare. Preso alla sprovvista decisi sui due piedi di farlo, pur non avendo la minima idea di come si svolgesse un contest. Detto fatto, con la complicità di Roberto effettuammo i preparativi: due tasti squeeze elettronici, un verticale, la ventola per il mio Drake, vetto-vagliamenti vari e ... basta, non sapevamo bene cosa preparare. Premetto che l'unica antenna disponibile allora nel mio shack era un infausto dipolo di fattura molto casereccia (le trappole sono preservate dalla acqua con due ex confezioni di yoghurt Galbani) che risuonava ottimamente in 7 ed in 14 ma si rifiutava caparbiamente di irradiare sulle altre frequenze.

OK — si avvicina l'ora X, visibilmente congestionato dall'emozione il primo tremulo CQ TEST I2AV abbandona nell'etere la natia Milano e... magia!... un frenetico OH2 ci gratifica con 599 e numero progressivo, che già pochi minuti dopo l'inizio era per noi altissimo. Al quarto minuto ci querzetteggia JW 5 NM un succosissimo DX nonché un utile moltiplicatore. Lentamente, dandoci il cambio ogni ora circa io e Roberto LRQ collezioniamo preziosi punti, ma ci chiediamo come fanno «gli altri» ad averne molti più di noi. Infatti a parte delle soste buche di una diecina di minuti non la smettiamo di collegare gente nuova. Il nostro TSTLog si riempie lentamente e dopo un frugalissimo pasto ci buttiamo nella pugna notturna. Le chiamate si diradano, molti avranno appeso il tasto al chiodo per seguire cose forse più frivole (consiglio che mi fu dato da amici non radioamatori). Noi invece testardi continuiamo, ma si sentono sempre gli stessi, addirittura ci si saluta ogni tanto con SMICPM che chiede come va. Deve aver capito che siamo dei novelli oppure non ha molto da collegare anche lui. Verso le due notturne, in 40 metri, mi concedo alcuni corroboranti DX estemporanei — UL7 - VP9 - KP4 - 5B4 — e poi rientro in lizza. Roberto intanto è crollato sul mio letto e ronfa. Inizia a girare la propagazione che non ci è stata molto amica e i russi arrivano con segnaloni terrificanti. Ma esisteranno ancora degli scandinavi mi chiedo. Poi d'improvviso uno dietro l'altro infilo OH0 e OJ0. Soddisfatto per i due moltiplicatori nuovi mi concedo un po' di riposo e sveglio Roberto che alacrememente continua. Il lavoro più difficile è sentire un nominativo in mezzo al... bè non esi-



stano altre parole, in mezzo al «casino», controllare sulla lista dei collegati se c'è già e su quale banda è stato collegato e poi in caso affermativo collegarlo alla svelta prima di fare la fila.

Verso le otto del mattino di domenica

c'era il silenzio in aria e in casa — tutti i normali cristiani stavano portando a termine il riposo del fine settimana. Io iniziavo a sentire le voci, sotto forma di segnali CW anche facendo colazione in cucina capirete una notte in cuffia, con il soffio della ventola che per chissà quale assurdo motivo andava a sbattere in fronte un torrente di aria fastidiosamente bollente e grave di odori di bruciato (?). Già bruciato, perché ad un certo punto mentre si stava aprendo di nuovo tutto il circolo dei contestandi qualcosa ha deciso nel trasmettitore di mettersi a riposo. Era l'alimentatore che non ne poteva più, dopo ventidue ore di ininterrotto servizio, sotto posto a nevrasteniche sferzate a 150 al minuto, aveva tutte le ragioni per sentirsi stufo. Io e Roberto decidemmo allora che vista la situazione e l'ora e il numero dei collegamenti ci conveniva chiudere bottega. Alcuni giorni dopo stilammo la lista da inviare al comitato SRAL di Helsinki e fummo contenti di essere riusciti a mettere assieme 1500 punti in condizioni tutt'altro che felici come potenza (50 W) e come antenna (vedi sopra). Inoltre questa nuova esperienza non è andata a vuoto perché abbiamo imparato a svolgere per intero (o quasi) un contest a livello europeo.

Vorrei poter sentire di altra gente in queste condizioni. Purtroppo di italiani non se ne sono sentiti, e questo fa pensare.

In ogni caso sono sopravvissuto e anche Roberto I2LRQ, al quale devo mille ringraziamenti per la compartecipazione e per aver passato assieme una bella esperienza da radioamatori.

Polemiche dei giorni nostri

di IW2 AEN

Le norme «IARU», si sa, sono mutevoli come il tempo di marzo; l'ultima norma in fatto di suddivisione della gamma 2 mt. consiglia di utilizzare la sottogamma 144 - 144,5 MHz solamente in «SSB».

Sussistono peraltro alcuni OM che operano in banda «SSB» (consigliata) in FM sulla frequenza di 144,480 MHz, contro tali OM ho sentito scatenarsi ogni sorta di epiteti e ho sentito portanti e chiamate in CW ed SSB fatte a bella posta per QRM e per scacciare dette stazioni «ribelli e cattive».

Premetto che io sono uno di quelli che operano in FM su quella frequenza ma con questo non voglio criticare chi opera da 144 a 144,5 in SSB però, accertato che le stazioni in FM sono poche su quella frequenza ed accertato che il canale occupato da una emittente in NBFM non supera i 13 - 14 kHz (ammettendo come max frequenza modulante 3 kHz) e sapendo che la IARU consiglia di operare in quel modo e non impone un sistema di emissione e che si è sempre guardata bene dall'istituire squadre di punizione per scacciare a colpi di portante chi non segue i suoi consigli, mi sembra esagerato e antidemocratico oltre che poco radiantistico agire nel modo sopraccitato; c'è da considerare inoltre il fatto che, al di fuori di tali stazioni a «480», la gamma cosiddetta SSB non raccoglie altre emissioni in FM

oppure AM, le stazioni SSB stesse pur essendo presenti non sono poi così numerose

Se il fenomeno degenerasse sarei il primo, come utente anche dell'SSB a ribellarmi in quanto troppe stazioni in FM occuperebbero troppo spazio, ma chi opera in FM è uno sparuto gruppo di OM ED i QSO tecnici di una certa durata difficilmente possono svolgersi in banda alta sempre troppo affollata da chiacchiere locali ed anche il fatto di eliminare due quarzi dispiace sempre un po' a tutti, ci vorrebbe un po' più di educazione e di tolleranza poiché «portanteggiare e trasmettere in telegrafia o fare QRM entrando con voce funerea annunciando (come ho già sentito) senza dare il nominativo che quella è gamma SSB e di fare QRT immediato, coprendo i QSO già in corso è provocante nei confronti di chi opera e non sortisce certo l'effetto sperato ma, caso mai, per quel poco di psicologia umana che conosciamo, l'effetto contrario. Accertato questo direi che in via di accordo possibile con tutti, si debba considerare che di spazio in gamma bassa c'è n'è per tutti e forse a volte basterebbe andare a trasmettere un po' più sopra o un po' più sotto al 480 o chiedere, s'è proprio c'è un DX con educazione di sportarsi e non di fare QRT quella è gamma SSB poiché non è vero! è vero invece che la IARU consiglia di operare preferibilmente in SSB.

TOVARITSCH, dammi il nominativo e ti dirò dove abiti

a cura di Alberto AVANZINI

Avrete avuto più volte anche voi delle serie difficoltà nel capire i QTH dei colleghi UK, sia per l'impronunciabilità dei nomi stessi sia per ragioni di difficoltà di comprensione. Naturalmente tutti sapranno più o meno localizzare un OM russo dal caratteristico prefisso ed in base al numero cercare sulla carta la zona continentale di appartenenza. La vita si complica quando ci si mette in testa di catalogare i vari UA3 UB5 ecc., sia per sfizio personale sia per la caccia di diplomi.

Durante un soggiorno prolungato in Germania riuscii a impadronirmi presso l'amico Alfred DK2UB di una curiosa e lunghissima lista che riporta tutte le suddivisioni postali russe e naturalmente le suddivisioni dei radiamatori. La Russia è una nazione immensa divisa in quindici Repubbliche Socialiste, esistono poi quali sottodivisioni venti Repubbliche Autonome, incorporate in quelle socialiste, e svariati territori nonché regioni a propria amministrazione. Per mettere un po' di ordine in questo miscuglio, si è adottato dalla fine della guerra un sistema di numerazione delle circoscrizioni postali, in russo «oblast», che si sono rivelate molto utili per contraddistinguere anche i QTH dei radioamatori. Le tabelle che vi riporto integralmente tradotte dal tedesco non tengono conto dei vecchi nominativi UN (Carelia), UV, UW, UZ e UT5 e UY5 (Ucraina). I possessori di detti nominativi hanno la facoltà di impiegare ancora il vecchio call indicando di volta in volta l'oblast di appartenenza che non potrete riscontrare sulla tabella.

Repubblica Federativa Socialista Sovietica UA, UK, RA - parte europea			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
1	A, B	LENINGRADO - città	169
1	C, F	LENINGRADO - provincia	136
1	N	AR CARELIA	008
1	O	ARCANGELSK	113
1	P	Regione NENZEN	114
1	Q	VOLOGDA	120
1	T	NOVGOROD	144
1	W	PSKOW	149
1	Z	MURMANSK	143
2	F	KALININGRADSK	125
3	A, B	MOSCA - città	170
3	D, F	MOSCA - provincia	142
3	E	OREL	147
3	G	LIPETSK	137
3	I	KALININ	126
3	L	SMOLENSK	155
3	M	JAROSLAW	168
3	N	KOSTROMA	132
3	P	TULA	160
3	Q	WORONESCH	121
3	R	TAMBO	157
3	S	RJAZAN	151
3	T	GORKJI	122
3	U	IWANOWO	119
3	V	WLADIMIR	123
3	W	KURSK	135
3	X	KALUGA	127
3	Y	BRIANSK	118
3	Z	BELGOROD	117
4	A	WOLGAGRAD	156
4	C	SARATOW	152
4	F	PENZA	148
4	H	KUIBISCHEWSK	133
4	L	ULYANOWSK	164

Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
4	N	KIROV	131
4	P	AR TARTARIA	094
4	S	AR dei MARI	091
4	U	AR MORDVINICA	092
4	W	AR UDMURTICA	095
4	Y	AR TSCHUWASCICA	097
6	A	territorio KRASNODAR	101
6	E	regione at. CERCASSI	109
6	H	territorio STAWROPOL	108
6	I	AR dei CALMUCCHI	089
6	J	AR NORDOSSETIA	093
6	L	ROSTOW	150
6	P	AR TSCHECHEHENEN	096
6	U	ASTRAKAN	115
6	W	AR DAGESTAN	086
6	X	AR KABARDIN	087
6	Y	regione aut. ADIGHE	102

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA FEDERATIVA UA, UK, RA - parte asiatica			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
9	A	CHELJABINSK	165
9	C	SVERDLOVSK	154
9	F	PERM	140
9	G	reg. KOMI-PERMJAKEN	141
9	H	TOMSK	158
9	J	reg. CHANTEN-MANSEN	162
9	K	reg. JAMALO-NENZEN	163
9	L	TJUMEN	161
9	M	OMSK	146
9	O	NOVOSIBIRSK	145
9	Q	KURGAN	134
9	S	ORENBURG	167
9	U	KEMEROWO	130
9	W	AR BASCHKIRIK	084
9	X	AR dei KOMI	090
9	Y	territorio ALTAI	099
9	Z	reg. aut. GORNO-ALTAI	100
0	A	territorio KRASNOJARSK	103
0	B	reg. TAIMYR	105
0	C	territorio CHABAROWSK	110
0	D	reg. aut. EBRAICA	111
0	F	SAKHALIN	153
0	H	reg. EWENKI	106
0	I	MAGADAN	138
0	J	AMUR	112
0	K	reg. TSCHUKSCHEN	139
0	L	territorio PRIMORJE	107
0	O	AR Mongola BARJAT	085
0	Q	AR JAKUT	098
0	S	IRKUTSK	124
0	T	reg. UST-ORDINSK	174
0	U	CHITA	166
0	V	reg. AGINSK	175
0	W	reg. aut. CHARATSK	104
0	X	reg. KORJAKI	129
0	Y	AR TUVA	159
0	Z	KAMTSCHATKA	128

REPUBBLICA SOCIALISTA UCRAINA UB, UK, RB			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
5	A	SUMY	075
5	B	TEROPOL	076
5	C	CHERKASSY	080
5	D	TRANSCARPAZI	063
5	E	DNEPROPETROWSK	060
5	F	ODESSA	070
5	G	KHERSON	078
5	H	POLTAWA	071
5	I	DONETSK	073
5	J	CRIMEA	067
5	K	ROWNO	072
5	L	KHARKOV	077
5	M	LUGANSK	059
5	N	VINNITZJA	057
5	P	WOHLINJEN	058
5	Q	ZHAPOROSCHJE	064
5	R	CHERNIGOW	081
5	S	IWANO-FRANKOVSK	074
5	T	CHELMNIZKI	079
5	U	KIEV	065
5	V	KIROWOGRAV	066
5	W	LVOV	068
5	X	CHITOMIR	062
5	Y	CHERNOWZKJ	082
5	Z	NIKOLAJEV	069

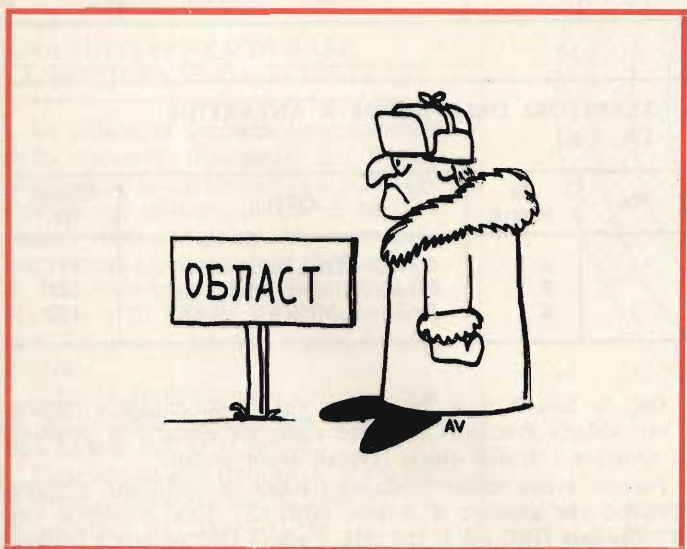
REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA ADZERBAJAN UD, UK, RD			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
6	C	AR NACHTISCHEWAN	002
6	D	ADZERBAJAN	001
6	K	reg. NOGORNO-KARABAG	003

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA GEORGIA UF, UK, RF			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
6	F	GEORGIA	012
6	O	OSSETIA del Sud	015
6	Q	AR ADSCHARI	014
6	V	AR ABSCHARI	013

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA ARMENA UG, UK, RG			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
6	G	ARMENIA	004

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA TURKMENISTAN UH, UK, RH			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
8	B	KRASNOWODSK	180
8	E	MARY	044
8	H	ASHKABAD	043
8	W	TASCHANS	045
8	Y	TSCHARDCHU	046

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA UZBEKISTAN UI, UK, RI			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
8	A	TASHKENT	053
8	C	KASHKADARJA	049
8	D	SYR-DARJA	173
8	F	ANDISHAN	047
8	G	FERGANA	054
8	I	SAMARKANDA	051
8	L	BUKHARA	048
8	O	NAMANGAN	050
8	T	SURCHAN-DARJA	052
8	U	KHORESM	055
8	V	reg. DIJZAK	181
8	Z	AR KARALPAK	056



REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA BIANCA UC, UK, RC			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
2	A	MINSK - città	009
2	C	MINSK - provincia	011
2	I	GRODNO	008
2	L	BREST	005
2	O	GOMEL	007
2	S	MOGILEW	010
2	W	VITEBSK	006

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA TADZIKISTAN UJ, UK, RJ			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
8	J	TADZIK	040
8	K	reg. KULJAB	182
8	R	reg. aut. GORNO-BADACHSC	042
8	S	LENINABAD	041

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA LITUANIA UP, UK, RP			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
2	B, P	LITUANIA	038

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA KASAKISTAN UL, UK, RL			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
7	B	ZELINOGRAD	016
7	C	KASAKSTAN nord	028
7	D	SEMIPALATINSK	029
7	E	KOKCHETAW	025
7	F	PAWLODAR	027
7	G	ALMA-ATA	018
7	I	AKTJUBINSK	017
7	J	KASAKSTAN est	019
7	K	KSYL-ORDA	024
7	L	KUSTANAI	026
7	M	URALSK	022
7	N	SHIMKENT	031
7	O	GURJEW	020
7	P	KARAGANDA	023
7	T	DSHAMBUL	021
7	V	TALDY-KURGAN	030
7	Y	TURGAI	166

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA LETTONIA UQ, UK, RQ			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
2	G, Q	LETTONIA	037

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA ESTONIA UR, UK, RR			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
2	R, T	ESTONIA	083

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA KIRGISA UM, UK, RM			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
8	M	KIRGISIA	036
8	N	OSCH	034
8	P	NARYN	177
8	Q	ISSYK-KUL	033

TERRITORI DELL'ARTIDE E ANTARTIDE UA, UK			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
0	B	CAPO CHELYNSKIN	171
1	Z	FRANZ-JOSEF-LAND	171
	K	BASE di MYRNY (KAE)	172

REPUBBLICA SOCIALISTA SOVIETICA MOLDAVIA UO, UK, RO			
Nr.	1a lettera	QTH	Oblast Nr.
5	O	MOLDAVIA	039

Legenda: AR = repubblica autonoma
reg. aut. = regione autonoma

OK, la lista è tutta qui. Penso che i «collezionisti» oppure i vari «Maria Precisini» dell'etere siano già contenti al pensiero di spuntare i diversi oblast lavorati e confermati.

Per chi avesse oblast confermati esiste un bellissimo diploma sovietico che appunto si chiama «OBLAST 100», ottenibile con la solita lista GRC più le 100 QSL e più 14 IRC (questa è l'ultima quotazione conosciuta).

Possono a volte sorgere dubbi, quando vi si comunica una oblast che non collima con la tabella. A questo proposito l'amico Yuri UL7BAN mi ha tenuto una lunga dissertazione su queste invero remote possibilità. Può succedere che un OM trasmetta da un club «assottjiazia» e indichi il proprio nominativo personale adottando però l'oblast del club oppure che, sempre lo stesso OM, abbia la dacia situata in una zona di confine fra le varie repubbliche o circoscrizioni. Terza possibilità che specie in telegrafia non si capisca bene i numeri — e questo è grave.

Spero che con questa tabella, tutti quegli OM che snobbavano i colloqui russi (uffa, si sentono solo loro... UKXXX ecc.) si rimettano di buon grado alla ricerca degli oblast mancanti e attenzione, in quanto persino nella vicina Ucraina esistono degli oblast forse più rari di alcuni UA0. Quindi... buona caccia e doswidania nonché iskranjie privetz!

Tecnica audio e tecnica video

di M. Flod

La comparsa di registratori video e riproduttori per videodischi ha creato nuovi problemi a coloro che intendono aggiornarsi nel campo della registrazione. L'articolo mette in evidenza le differenze che sussistono tra i sistemi di registrazione audio e video.

Un video-registratore assomiglia, in apparenza, a un registratore audio nello stesso modo in cui un riproduttore a video-disco assomiglia a un giradischi; ma in effetti sono degli apparecchi molto differenti sia per il loro fine sia per la loro concezione; la tecnica video è così molto differente dalla tecnica audio, benché i principi di base degli apparati di registrazione e di riproduzione, in particolare quelli magnetici, siano gli stessi (fig. 1).

UNA DIFFERENZA DI BASE: LE FREQUENZE DA REGISTRARE

Le differenze derivano essenzialmente dalla necessità d'incisione dei segnali d'immagine la cui frequenza si può aggirare da un minimo di 2,5 ÷ 5 MHz. I segnali video comprendono anche delle componenti a frequenze elevate; la gamma di frequenza musicale si estende da 20 Hz fino a 20 kHz al massimo, mentre in video essa si estende a circa 6 MHz e oltre.

Il limite pratico-teorico dell'ampiezza di banda della registrazione magnetica non supera mai le 13 ottave.

Partendo da una frequenza di 100 Hz, la prima ottava si estende da 100 ÷ 200 Hz, la seconda da 200 ÷ 400, la terza da 400 ÷ 800 e così di seguito fino alla tredicesima da 409.600 ÷ 819.200 Hz. Anche se queste tredici ottave in pratica possono essere utilizzate, i risultati ottenuti sarebbero insufficienti e l'usura degli apparecchi molto elevata, ci si accontenta quindi, nei registratori audio, di una gamma più ridotta, sufficiente cioè per la registrazione e la riproduzione di frequenze musicali.

La banda di frequenze destinata alla televisione si estende da un minimo di 30 Hz a 4,2 MHz cioè su una ampiezza di banda di 17 ottave. Diversi dispositivi più o meno ingegnosi sono stati studiati per comprimere quest'ampiezza nel limite

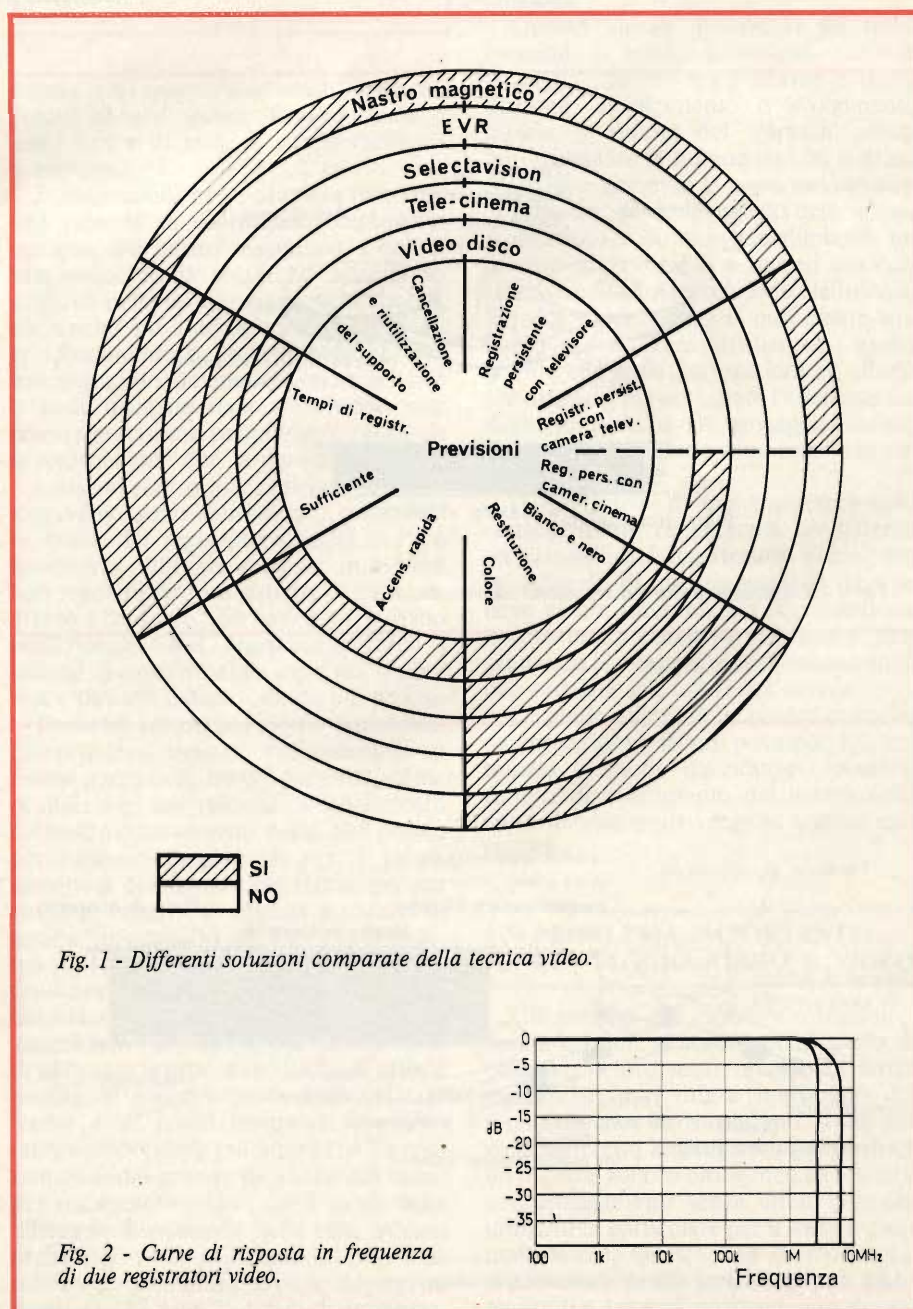


Fig. 1 - Differenti soluzioni comparate della tecnica video.

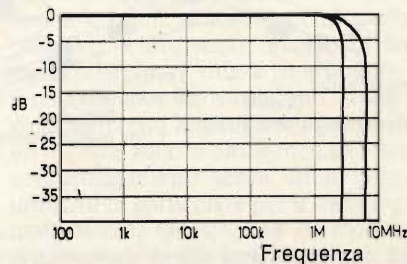


Fig. 2 - Curve di risposta in frequenza di due registratori video.

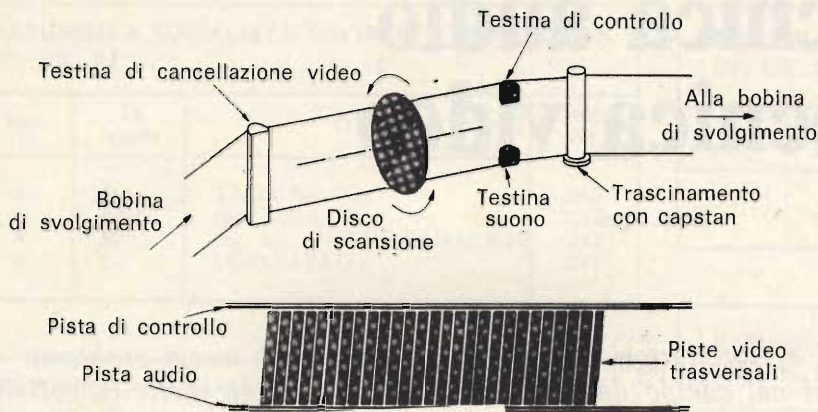


Fig. 3 - Registrazione video longitudinale.

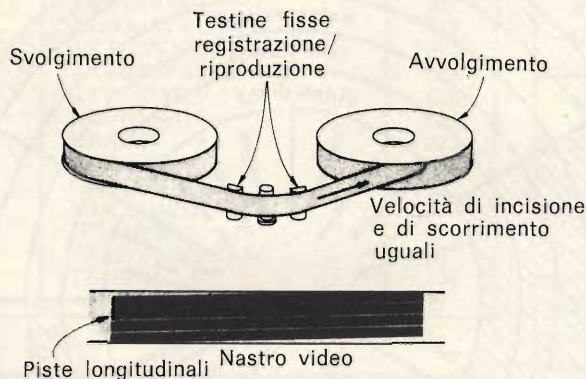


Fig. 4 - Registrazione video a scansione trasversale.

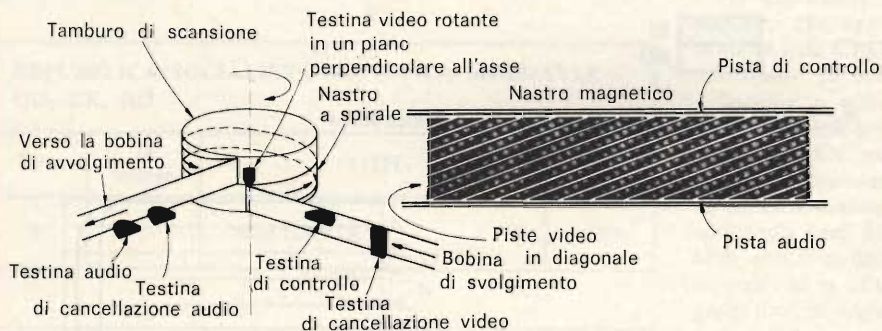


Fig. 5 - Registrazione video a scansione elicoidale.

di 13 ottave e in seguito per restituire le proprie caratteristiche al segnale originale (fig. 2).

In effetti, l'incisione classica diretta su lastra magnetica con la disposizione abituale della testina non può certo assicurare dei buoni risultati; da ciò, quindi, la necessità negli apparecchi video, di sostituire la modulazione d'ampiezza con la modulazione in frequenza, che porta così a sopprimere la necessità della pre-magnetizzazione ultrasonora utilizzata nella tecnica audio (fig. 3).

ELEMENTI MECCANICI E ELETTRONICI AUDIO E VIDEO

I registratori video, come i registratori audio, comportano in generale due parti distinte, ma solidali, da un lato i dispositivi meccanici e elettro-meccanici che assicurano il trascinamento e la scansione della banda magnetica in bobina o in cassetta, oltre al trascinamento delle testine magnetiche che non sono fisse come nei registratori audio ma sono mobili, e dall'altro un montaggio elettronico complesso.

Ci sono, quindi, da una parte una piastrina elettro-magnetica e dall'altra parte, dei dispositivi elettronici diversi destinati ad assicurare la registrazione e la riproduzione di segnali d'immagine e di suono di modo che la registrazione e l'utilizzazione dei segnali di controllo assicurano il sincronismo fra lo spostamento delle testine mobili e lo scorrimento del nastro.

La piastrina elettro-meccanica degli apparati video è evidentemente molto più complessa di quella dei registratori audio. Infatti, in questi ultimi, le differenti testine magnetiche di cancellazione, di registrazione e di riproduzione sono fisse; il nastro si sposta quindi longitudinalmente seguendo una traiettoria rettilinea sugli intraferri delle testine, è quindi sufficiente controllare la costanza della velocità di scorrimento, per assicurare la marcia in avanti e il riavvolgimento rapido (fig. 3).

Questa disposizione è rivoluzionata sui registratori video poiché sarebbe necessaria una velocità di scorrimento impossibile da garantire e l'impiego di testine magnetiche con fessura di una larghezza talmente ridotta che non si potrebbero realizzare praticamente.

Con una fessura di $12 \mu\text{m}$ si può quindi, sui registratori audio, incidere e restituire segnali a una frequenza massima di 7500 Hz alla velocità di 19 cm/s il che corrisponde a una lunghezza d'onda magnetica di $25 \mu\text{m}$; con una fessura di $6 \mu\text{m}$ si può registrare e riprodurre alla stessa velocità un segnale di frequenza pari a 15.000 Hz corrispondente a una lunghezza d'onda di $12 \mu\text{m}$.

Per una registrazione di segnali d'im-

IL TRASCINAMENTO DEI NASTRI AUDIO E VIDEO

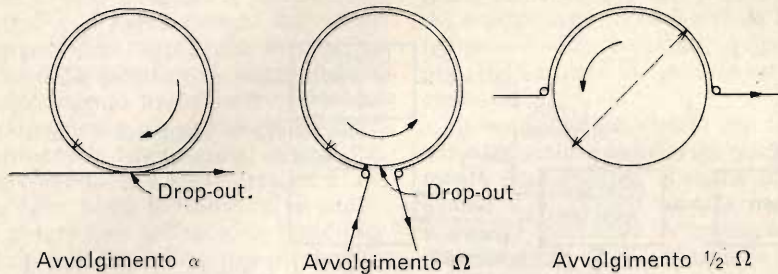


Fig. 6 - Differenti modi di scorrimento del nastro magnetico.

magine sarà necessaria, con questa stessa testina, una velocità di circa 50 m/s per registrare un segnale con frequenza massima di 4 MHz, quindi con una bobina di 37 cm di diametro, la durata di registrazione non supererà i 30 secondi.

La riduzione dell'ampiezza della fessura produce una diminuzione del livello di uscita e un aumento del soffio, dato che l'adozione di velocità di scorrimento elevato rende difficile la registrazione e la riproduzione dei segnali musicali; con una velocità di 40 m/s anche se essa è ottenibile, la registrazione di segnali sonori sarebbe impossibile con frequenze inferiori a 4000 Hz.

Dopo prove infruttuose tutti i registratori video attuali utilizzano non più testine fisse, davanti alle quali scorre il nastro magnetico e disposte seguendo una traiettoria rettilinea, ma delle testine mobili. Queste testine sono sistemate su un tamburo che gira a grandissima velocità il cui piano è perpendicolare all'asse del nastro magnetico il quale è trascinato a una velocità costante; questo è ciò che viene definito trasversale o quadruplex poiché il tamburo comporta normalmente quattro testine magnetiche (fig. 4).

Ma in un altro sistema, attualmente più utilizzato, le testine magnetiche mobili il cui numero può, fra parentesi, essere ridotto ad una sola, sono trascinate da un movimento di rotazione su un piano perpendicolare leggermente obliquo, mentre il nastro magnetico è avvolto su di un tamburo e la sua traiettoria è elicoidale (fig. 5).

In entrambi i casi, le piste magnetiche ottenute non sono più continue e rettilinee, come nei registratori audio, la registrazione di segnali di immagine è composta da una serie di piste parallele e oblique che sono tracciate successivamente, se capita, dalle differenti testine magnetiche.

I segnali sonori sono registrati ugual-

mente sul nastro magnetico, ma con l'aiuto di una testina fissa normale e sotto forma di pista di suono rettilinea e continua.

È necessario, però, ottenere non solo una velocità di scorrimento veramente costante del nastro magnetico e quindi una velocità di rotazione altrettanto costante delle testine magnetiche mobili, ma anche un sincronismo assoluto tra lo spostamento delle testine mobili e il trascinarsi del nastro, in modo che le piste tracciate siano posizionate con grande precisione permettendo, così, sia la registrazione che la riproduzione.

I sistemi elettro-meccanici del registratore video sono dunque più complessi di quelli del registratore audio dove è necessario utilizzare soltanto un motore ben regolato con un sistema di trascinamento a "capstan" del nastro più o meno perfezionato. Nel registratore video i sistemi di asservimento sono più numerosi e devono essere, quindi, più precisi.

Il nastro magnetico pone, purtroppo, dei problemi delicati, l'utilizzazione di testine magnetiche mobili permette, infatti, di utilizzare una velocità di scorrimento del nastro relativamente bassa, nell'ordine per esempio, di 15 cm/s per le videocassette e di ottenere nel frattempo una velocità relativa di analisi a mezzo di testine magnetiche da 8 m al secondo, ma questa velocità relativa rischia di produrre un'alterazione, un'usura rapida del video-nastro e dei poli delle testine magnetiche. Di qui allora la necessità di utilizzare testine magnetiche di ottime qualità, la maggior parte delle volte in ferrite e di nastri magnetici appositamente elaborati la cui ampiezza è generalmente più grande di quella dei nastri per registratore audio, ciò a causa della differente disposizione delle piste. Alcuni registratori video utilizzano un nastro da 6,35 mm, ma la maggior parte impiegano nastri da 12,7 o da 25,4 mm di ampiezza.

Il trascinarsi del nastro nei registratori video è generalmente assicurato da un "capstan" che gira a velocità uniforme; ci possono essere un motore speciale per il "capstan" e due motori per la bobina di svolgimento e quella di avvolgimento; nella maggior parte dei casi si utilizza un solo motore per il trascinamento simultaneo del "capstan" e delle bobine.

Nei registratori video si può trovare un solo dispositivo di trascinamento del nastro a "capstan", ma normalmente si utilizzano due motori. Il primo serve ad assicurare la rotazione delle testine mobili; il secondo è previsto per trascinarsi il volano e l'asse del "capstan" a mezzo di una puleggia.

Questo stesso motore o un terzo comanda le bobine di svolgimento e di avvolgimento per registrazione e riproduzione, avvolgimento o svolgimento rapido; il motore del "capstan" allora può trascinarsi le bobine con un sistema magnetico, che evita le usure meccaniche.

Il motore di trascinamento delle testine magnetiche rotanti è generalmente un motore sincronizzato a isteresi o a corrente continua, a regolazione elettronica. Il motore del "capstan" può essere sincrono e può avere un diametro molto grande con delle perforazioni ad effetto pneumatico, per assicurare l'aderenza del nastro durante il suo passaggio; infine, i motori delle bobine sono in genere del tipo a induzione.

Il dispositivo di trascinamento delle testine rotanti rappresenta un sistema addizionale del registratore video; ma la velocità di rotazione delle testine deve essere sincronizzata per assicurare la loro esatta traiettoria sul nastro, permettendo di ottenere quindi una tensione ben regolata con tolleranze severe.

Le guide rotanti delle piastre costruite con precisione e la loro posizione è determinata in modo da ridurre i possibili rumori di scorrimento del nastro nella zona di passaggio verso le testine magnetiche.

UN PROBLEMA IMPORTANTE: IL MONTAGGIO AUDIO E VIDEO

Gli amatori già esperti e i semi-professionisti non si accontentano certo di utilizzare i loro nastri magnetici senza modifiche; essi infatti realizzano dei montaggi, cioè "costruiscono" volta per volta differenti registrazioni per formare un insieme sonoro omogeneo ed artistico con collegamenti senza effetti parassiti utilizzati in particolare per il sonoro cinematografico. Questo tipo di montaggio si può ottenere più facilmente con nastri registrati a velocità relativamente elevata

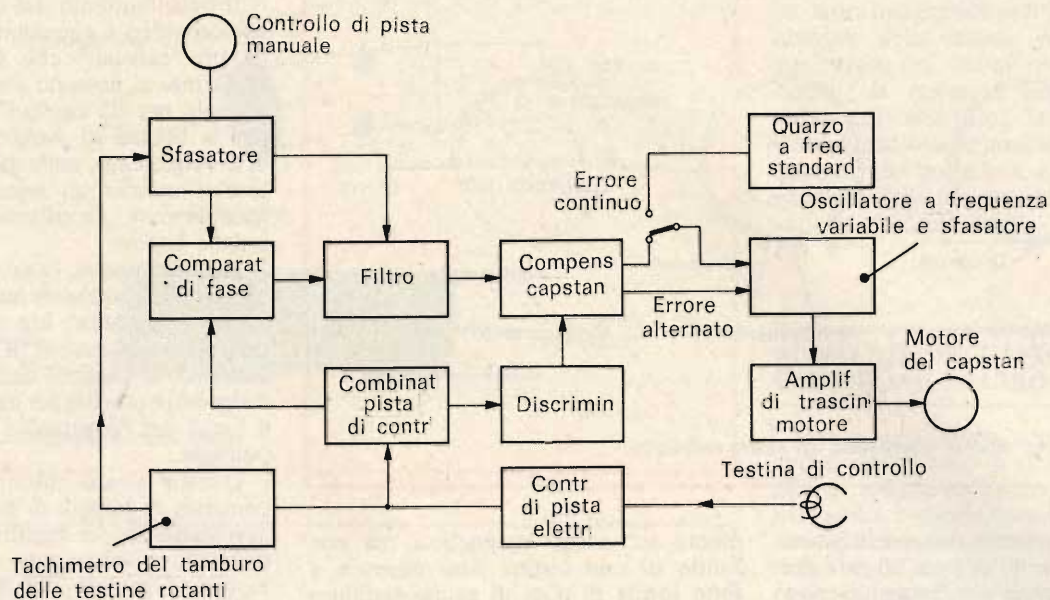


Fig. 7 - Servo-meccanismo del "capstan".

con una monopista (pista piena) o utilizzando, per esempio, una sola pista di un nastro a due tracce.

La traccia non utilizzata per il suono può essere allora impiegata per la registrazione di segnali di sincronismo.

Il problema del montaggio è evidentemente molto più complesso quando si tratta di tecnica video.

Si tratta allora di assemblare due spezzoni di nastri registrati video e audio. Bisogna aggiungere il nastro nuovo adattando esattamente le piste multiple, tagliando con precisione in modo da evitare ogni perdita ed ogni errore d'immagine.

Si possono anche sostituire alcune scene già esistenti in un programma senza alcuna alterazione d'immagine, né perdita del commento sonoro da cui la necessità di dispositivi aggiuntivi speciali di cancellazione o di ricerca elettronica delle piste.

REGOLAZIONE AUDIO E VIDEO

In un registratore audio è sufficiente regolare la velocità di rotazione del motore che trascina il "capstan" e di studiare gli elementi meccanici che assicurano la traiettoria del nastro dalla bobina di svolgimento fino a quella di avvolgimento. I problemi sono molto più complessi nel caso della tecnica video.

Ogni registratore video comporta un sistema meccanico di trascinamento del nastro, con motori e guide destinati a far

scorrere il nastro su una traiettoria ben determinata; alcuni servo-meccanismi a più uscite e un servo-meccanismo per tamburo determinano la posizione della testina mobile durante la registrazione e la riproduzione, in modo da assicurare la lettura continua delle piste sul nastro.

Un servo-meccanismo per "capstan" fissa con grande precisione la velocità lineare e la fase di lettura in rapporto a degli impulsi esterni di riferimento; un servo-meccanismo di tensione riduce, infine, gli errori di lettura dovuti alle variazioni di tensione del nastro durante la registrazione e la riproduzione. Nella maggior parte dei registratori video si possono trovare tre servo-meccanismi ben distinti.

- 1) Il servo-meccanismo di tamburo utilizzato per il controllo dell'esatta posizione della testina al momento della registrazione e della riproduzione.
- 2) Il servo-meccanismo del "capstan" che controlla l'esattezza della velocità durante la registrazione e la lettura, in rapporto alla velocità di scorrimento del nastro.
- 3) Il servo-meccanismo per la guida del nastro, che controlla se la posizione della testina in rapporto al nastro è la stessa al momento della registrazione e della riproduzione.

Per ottenere un'immagine di ottima qualità, la velocità del "capstan" e quella delle testine mobili devono essere regolate con precisione, mentre è necessaria una sincronizzazione continua degli

spostamenti. Di qui la necessità di un servo-meccanismo di "capstan" e uno per il tamburo delle testine magnetiche, in modo da ottenere una perfetta coordinazione del movimento di rotazione delle testine stesse e di quello del nastro magnetico.

La velocità del motore del "capstan" può anche essere controllata a mezzo di una frequenza prodotta da un oscillatore a frequenza standard. La frequenza dell'oscillatore è utilizzata per produrre una serie di segnali nell'amplificatore del motore di trascinamento, in modo da assicurare una velocità molto precisa del motore del "capstan" (fig. 7).

Nello stesso tempo, una pista di controllo è registrata da una testina fissa nel bordo inferiore del nastro; essa riceve un impulso della durata di qualche decina di microsecondi ad ogni giro di tamburo delle testine.

Questo impulso proviene dai tachimetri disposti sull'alberino del motore del tamburo, mentre la loro posizione sul nastro indica la velocità di rotazione del tamburo in diretta relazione con la velocità longitudinale del nastro, quella determinata, cioè, dal "capstan".

Al momento della lettura, gli impulsi registrati sulla pista di controllo vengono letti con una testina di controllo e comparati con i segnali di uscita provenienti dal tachimetro del tamburo di cui si è parlato sopra.

Ogni differenza di frequenza o di fase indica un errore di pista o un errore di relazione tra la velocità del "capstan" e

quella del tamburo.

La serie dei segnali ottenuti determina un livello variabile in c.c., utilizzato per modificare la frequenza di uscita dell'oscillatore a frequenza variabile. I cambiamenti di frequenza di questo oscillatore aumentano la rapidità di rotazione del "capstan" o il rallentamento del valore necessario per correggere l'errore di velocità dello scorrimento longitudinale.

Il sincronismo tra lo scorrimento del nastro magnetico e la rotazione del disco che sostiene le testine video mobili può essere comandato a mezzo magneti che gira mentre passa di fronte ad un captatore; a ogni giro del motore, viene raccolto un impulso inviato poi all'amplificatore di asservimento (fig. 8).

Il motore di trascinamento è alimentato da una corrente proporzionale alla differenza di fase che esiste tra questi impulsi raccolti del captatore e i segnali di sincronizzazione di trama; in questo modo si può asservire la velocità di rotazione delle testine magnetiche.

Questi segnali di sincronizzazione sono inviati ad una testina magnetica ausiliaria di sincronismo che li registra sulla pista inferiore del nastro, "le punte" di riferimento sono utilizzate per asservire la velocità di rotazione del motore del "capstan" e quella del motore di trascinamento della testina video.

PISTE AUDIO E VIDEO

Nei registratori audio, le piste magnetizzate parallele, longitudinali e continue sono incise a mezzo di testine fisse, normalmente ogni fessura di una testina

semplice o combinata registra una pista corrispondente.

Nei registratori video la pista dei segnali d'immagine non è continua ma è divisa in elementi rettilinei e paralleli più o meno obliqui sull'ampiezza del nastro inciso o letti dalle testine mobili. La pista dei segnali audio resta continua e longitudinale e sono necessarie quindi delle piste addizionali di sincronismo e di controllo.

La scansione trasversale con tamburo a quattro testine è utilizzata quasi unicamente sugli apparati di studio di ottima qualità e di prezzo elevato mentre la scansione elicoidale è impiegata nella maggior parte degli apparecchi portatili e delle video-cassette.

Nella scansione trasversale le testine magnetiche mobili, perpendicolari all'asse del nastro tracciano delle piste sulla superficie del nastro in una direzione obliqua in rapporto alle direzioni di spostamento.

Nelle registrazioni a scansione elicoidale, il nastro è avvolto in spirale intorno a un tamburo rotante inclinato che sopporta una o due testine di registrazione. Le testine registrano anche delle piste rettilinee che attraversano l'intera larghezza del nastro con un angolo molto piccolo, nella maggior parte dei modelli, l'immagine televisiva è registrata su ogni pista.

Le variazioni da un sistema all'altro portano sulla larghezza di banda il numero di testine, il tipo di avvolgimento e le dimensioni del tamburo. Ci sono così tre o quattro standard di ampiezza di nastro: 6,35-12,7-25,4 e 50,8 mm; esistono anche degli apparati a una o due testine, ma ci possono anche essere delle

testine di cancellazione o di controllo (sul tamburo), che non hanno effetto sul formato.

Ci sono tre possibili disposizioni del nastro intorno al tamburo; avvolgimento α , Ω e semi Ω , quest'ultimo può essere utilizzato solo nel caso si abbiano due testine di registrazione sul tamburo. Queste disposizioni si possono trovare in fig. 3.

Non esistono dimensioni standard per tamburi; la dimensione del tamburo di ogni particolare apparato è determinata dalla relazione tra la densità delle piste, la velocità relativa della testina in rapporto al nastro e il numero delle piste.

Nel momento in cui una testina magnetica ha terminato di tracciare una pista, è necessario che la pista seguente cominci ad essere incisa sul nastro; questa inserzione continua è possibile con il sistema trasversale, ma ciò sarà molto più difficile con il sistema elicoidale. Si ha una perdita di informazione a "drop-out" prodotta dalla scansione quando le testine perdono contatto con il nastro. Questo fenomeno può durare per un tempo corrispondente da 1 a 20 linee (fig. 6).

La perdita più ridotta è ottenuta con l'avvolgimento α quando la testina scansiona il piccolo scarto che separa i bordi del nastro che quasi si toccano; se questa perdita è corta, dell'ordine cioè di 2÷5 linee, può essere limitata dal meccanismo, ma una lunghezza di 10 linee, per esempio, impone la necessità di determinare questa perdita subito prima del periodo di sincronizzazione, ciò significa che, durante la scansione, viene perso un certo numero di linee attive.

Questi dettagli dimostrano la differenza

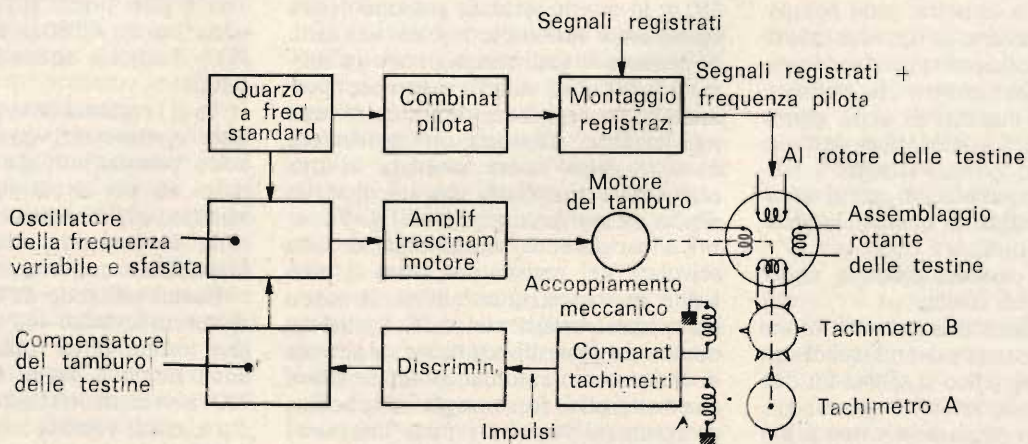


Fig. 8 - Servo-mechanismo del tamburo delle testine.

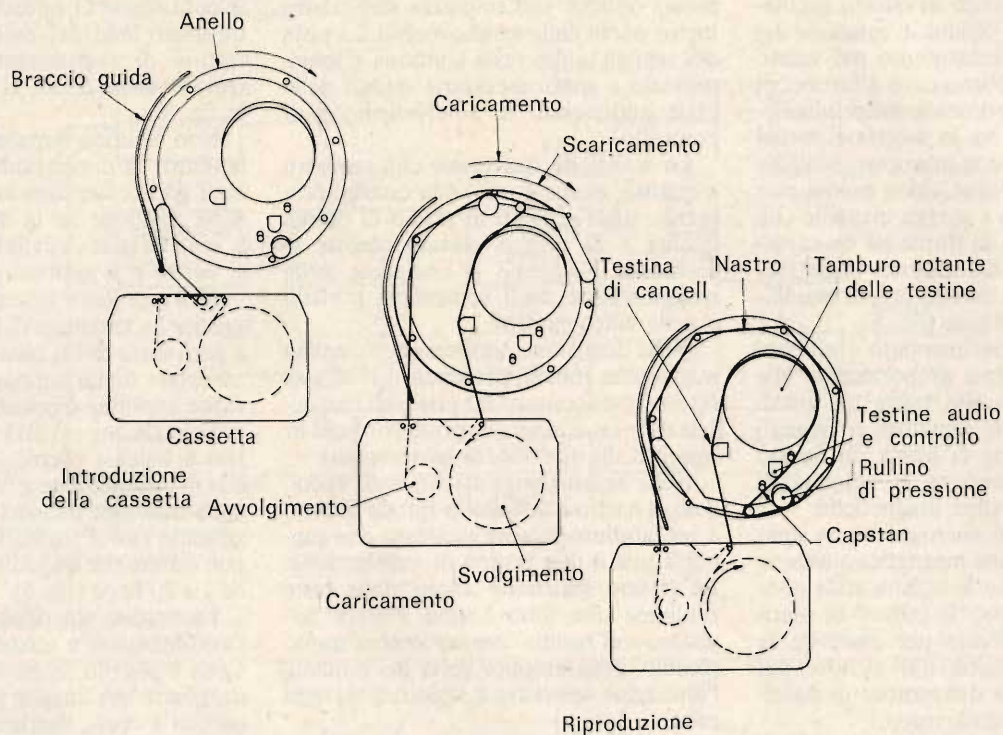


Fig. 9 - Funzionamento automatico di una video-cassetta.

dei vari problemi che si pongono durante la registrazione e la riproduzione video e quindi la molteplicità delle differenti caratteristiche degli apparati, dovute alla loro complessità.

COMPATIBILITÀ AUDIO E VIDEO

Poiché la maggior parte dei registratori a bobina e a cassetta, sono compatibili, cioè permettono la riproduzione di bobine o di cassette preregistrate su apparecchi dello stesso genere che comportano lo stesso numero di piste grazie alle stesse velocità, la stessa cosa non vale per i registratori video. Pertanto, il problema della compatibilità di questi apparecchi, in particolare di quelli a cassetta, è molto importante.

I sistemi a cassetta proposti sono, principalmente, di tre tipi:

– Il primo utilizza una cassetta molto simile alle musicassette dei mangianastri; qui il nastro magnetico si sposta fra due bobine poste in uno stesso piano, ma, poiché il nastro magnetico video è più ampio, le cassette sono ingombranti e pesanti.

– Nel secondo procedimento, le due bobine sono sovrapposte e sistemate faccia a faccia in modo da poter ridurre

l'ingombro; ma la polarizzazione del nastro magnetico presenta diversi inconvenienti. Infatti possono nascere tensioni irregolari e una forte deformazione dei bordi del nastro.

– Infine, terzo sistema. Si utilizza una cartuccia denominata CVR (Cartridge Video Recording) che comprende solo la bobina di svolgimento: l'ingombro è quindi ridotto e il peso non supera i 350 g; in queste cartucce possono essere ugualmente introdotte bobine standard. Si possono quindi sistemare su un normale registratore video a nastro per riproduzione e registrazione, mentre una registrazione effettuata su registratore a nastro può essere montata in una cartuccia e riprodotta con un modello simile di registratore video (fig. 9).

La cartuccia è semplicemente fatta scivolare nel registratore video e mettendo in marcia quest'ultimo, il nastro esce immediatamente dalla cartuccia, mentre un dispositivo (analogo al sistema di caricamento automatico dei proiettori cinematografici) lo convoglia sulla bobina di avvolgimento, che è parte integrante del lettore.

Dopo la lettura, un dispositivo riavvolge automaticamente e rapidamente il nastro nella cartuccia; quest'ultima è espulsa automaticamente terminata l'operazione

di cui sopra.

Fu subito adottato dai costruttori giapponesi come la Sony, la Ikegami, la General, la Matsushita, la National, la Sanyo, la Sharp, e la Victor Nivico, un primo standard per le cartucce di questo tipo denominato EIAJ (Electronic Industries Association of Japan).

Questa standardizzazione ha permesso la realizzazione di materiale compatibile; essa è stata prima applicata al bianco e nero (norma CP504), ma dal novembre 1972 si applica anche al colore (norma CP508).

Tutti i registratori video realizzati dalle ditte componenti questa associazione sono compatibili, sia per il bianco e nero, sia per il colore; l'insieme degli standard per il bianco e nero ed il colore offre le caratteristiche principali che elenchiamo qui di seguito.

Nastro utilizzato da 12,7 mm; velocità di scorrimento di 16,2 cm/s, impiego di due testine video rotanti a 1500 giri/m, analizzando il nastro elicoidalmente su 180° invece di 360° rispetto agli apparecchi classici; velocità relativa testina-nastro 9,26 m/s.

Poiché la banda passante è limitata a 3,2 MHz dall'ampiezza del nastro (300 linee), i segnali di crominanza devono essere registrati a mezzo di un piccolo

espedito: vengono, infatti, registrati nella parte bassa della gamma di frequenza da 0 ÷ 1,3 MHz, dopo conversione delle frequenze stesse.

La compatibilità ottenuta è molto ampia sia nel bianco e nero, sia nel colore; è quindi possibile riprodurre un nastro registrato con un apparecchio di questo standard sul modello di un altro fabbricante che ha aderito all'accordo di cui abbiamo parlato più sopra; di conseguenza la bobina contenuta nella cartuccia può essere riprodotta in bianco e nero o in colore su un registratore video ordinario con nastro da 12,7 mm.

Gli apparati devono essere realizzati per uno dei sistemi esistenti: NTSC, PAL o SECAM; un semplice commutatore permette, su alcuni modelli, di passare dal PAL al SECAM e viceversa.

Anche le cassette utilizzate negli apparecchi a video-cassette Philips impiegano un nastro da 12,7 mm, ma la velocità di scorrimento del nastro raggiunge i 14,29 cm/s; la velocità della testina in rapporto al nastro è di 8,1 m/s; l'ampiezza della pista video è di 130 µm; lo spazio fra le piste è di 57 µm; l'ampiezza della pista audio è di 0,7 mm; l'ampiezza della pista di sincronismo è di 0,3 mm.

Le dimensioni della cassetta (126 x 145 x 41 mm) sono comparabili a quelle di un libro "pocket"; questa cassetta racchiude due bobine sistemate l'una sopra l'altra, una che si svolge e l'altra che si riavvolge; è stata realizzata per contenere un nastro che abbia una durata massima di un'ora.

Il fatto che le due bobine siano sistemate nella cassetta stessa, presenta gli stessi vantaggi della cosiddetta cassetta audio "compact", cioè essa può essere tolta in qualsiasi momento senza essere riavvolta, mentre la soluzione delle due bobine sovrapposte ha il vantaggio di una diminuzione d'ingombro.

L'ELETTRONICA AUDIO E VIDEO

Gli elementi meccanici di un apparecchio di registrazione e lettura audio sono differenti, come vedremo in seguito, da quelli di un apparato video e, in particolare, di un registratore video. Di conseguenza i montaggi elettronici non possono essere gli stessi, poiché esiste una notevole differenza di frequenza fra i segnali da trattare.

Nei registratori audio, si utilizza la registrazione diretta e a modulazione d'ampiezza; il segnale registrato è amplificato ed applicato direttamente alla testina di registrazione che provvede all'incisione sul nastro magnetico. Le particelle magnetiche dell'indotto sono orientate secondo l'azione del flusso magnetico verso la fessura della testina, per il passaggio della corrente corrispondente al segnale amplificato.

La forza elettromotrice indotta ai capi

dello scorrimento della testina di riproduzione per una registrazione in corrente costante indipendente dalla frequenza, varia proporzionalmente con la frequenza.

Per le frequenze elevate, la lunghezza d'onda del segnale registrato è dello stesso ordine di grandezza dell'ampiezza della fessura magnetica, cosa che determina una flessione della curva di risposta, seguita da una forte caduta nel caso in cui la lunghezza d'onda diventi uguale a quella del traferro.

La banda passante di una registrazione diretta è dunque molto più estesa, mentre quella del traferro della testina è più stretta, mentre la velocità di scorrimento del nastro è più grande.

Per l'incisione di segnali video, non si può utilizzare l'incisione diretta a modulazione d'ampiezza usata nei registratori audio, poiché questi segnali contengono, come si sa, delle componenti di frequenze molto basse e molto elevate, su una banda molto estesa.

Con le grandi velocità relative dei nastri magnetici in rapporto alle testine mobili, le componenti a frequenza molto bassa determinano sui nastri delle registrazioni a grande lunghezza d'onda in rapporto alle dimensioni delle fessure; non hanno quindi effetto sulle testine di lettura e non possono essere riprodotte.

Di conseguenza non si può utilizzare la polarizzazione ultrasonora o pre-magnetizzazione sovrapposta ai segnali registrati, poiché sarebbe necessario impegnare una portante a frequenza estremamente elevata e, perciò, inapplicabile nella pratica.

Nella modulazione di frequenza, seguendo il principio abituale, si utilizza un'onda portante ad alta frequenza modulata dai segnali video, riducendo così le variazioni di centratura più o meno inevitabili delle testine magnetiche in rapporto alle piste multiple registrate. Ma il processo di modulazione non è lo stesso che si usa nella radiodiffusione, dove la deviazione di frequenza è inferiore alla frequenza portante.

Per questo procedimento è necessaria l'utilizzazione di una portante con frequenza molto elevata (parecchi MHz), poiché si utilizza una portante alta frequenza avente una frequenza dello stesso ordine di grandezza di quella massima del segnale video che determina la modulazione e la cui deviazione corrisponde ad una notevole percentuale della frequenza portante.

La banda di modulazione non è simmetrica e la banda laterale inferiore è ridotta, in modo da ottenere una distorsione minima.

Si può così, con una frequenza portante dell'ordine dei 5 MHz, modulata con una modulazione massima di circa 1 MHz, registrare una banda di frequenza video che va da qualche Hz a 5 MHz.

L'ampiezza del segnale ad alta frequenza a corrente costante applicata alle

testine, supera il necessario livello di saturazione magnetica e, come abbiamo già spiegato precedentemente, si può sopprimere anche il segnale di pre-magnetizzazione abituale. I segnali registrati hanno la forma di una successione di aperture dentellate di ampiezza variabile dipendente dall'ampiezza del segnale video.

Al momento della lettura del nastro magnetico, i segnali raccolti hanno la forma di impulsi a ricorrenza variabile, ma devono essere trattati prima di essere utilizzabili. Dopo un conveniente sfasamento, bisogna ritardarli, poi modularli in modo da ottenere finalmente degli impulsi di larghezza inversamente proporzionale all'ampiezza del segnale di modulazione.

A questo scopo, i segnali provenienti dalla testina video sono inviati allo stadio limitatore di picco, quindi ad una linea di ritardo che produce uno sfasamento di 90° degli impulsi a dente la cui frequenza di ricorrenza è uguale a quella della portante ad alta frequenza essendo maggiore di 90° da quelli la cui frequenza di ricorrenza è superiore a questa.

Si ottengono così due serie di segnali; i primi non sfasati, i secondi ritardati di 90°; addizionandoli elettricamente, si ottengono degli impulsi modulati in ampiezza, la cui superficie è inversamente proporzionale all'ampiezza del segnale video di modulazione. Si effettuano quindi un'integrazione e un'inversione di polarità per la restituzione del segnale video originale.

Si prenda il caso di un registratore video a modulazione di ampiezza di 2,2 MHz; la registrazione è effettuata con uno spettro di 1 MHz in modulazione di frequenza. Si comincia, per mezzo di un filtro passa-basso, a limitare la banda del segnale video a 2,2 MHz, poi si converte questo segnale in modulazione di frequenza. La frequenza centrale è di 2,4 MHz e la variazione di frequenza si estende da 1,9 MHz a 2,9 MHz; lo spettro viene così esteso solo su una semi-ottava e, all'inizio, le correzioni da apportare all'amplificatore di lettura sono poche.

Il vantaggio essenziale della registrazione a modulazione di frequenza si estende da 1,9 MHz a 2,9 MHz; lo spettro viene così esteso solo su una semi-ottava e, all'inizio, le correzioni da apportare all'amplificatore di lettura sono poche.

Il vantaggio essenziale della registrazione a modulazione di frequenza è proprio il suo livello costante, che può essere fissato dal costruttore per sopprimere così la pre-magnetizzazione anche se è possibile.

La corrente di pre-magnetizzazione è indispensabile in un registratore audio poiché i segnali a bassa frequenza saranno registrati nella parte finale del ciclo d'isteresi e, in seguito, subirebbero una forte distorsione senza l'effetto di questa corrente.



Fig. 10 - Complesso registratore-video portatile Sony, mod. AVC-3420 CE.

Ma, con la registrazione a modulazione di frequenza il livello costante a bassa frequenza del segnale registrato può essere scelto ad un valore tale che non c'è nessun bisogno d'inserire nella testina di registrazione un segnale ad alta frequenza per effettuare la correzione.

UN PROBLEMA VIDEO DELLA REGISTRAZIONE DEL COLORE

Nei registratori audio, si tratta soltanto di registrare dei segnali musicali di un solo tipo e solo la banda di frequenze esaminate può essere più o meno larga. Al contrario, con i registratori video, non si tratta solo di incidere dei segnali in bianco e nero, ma anche a colori, la qual cosa pone dei complessi problemi supplementari e, in particolare, quello della commutazione delle testine magnetiche generalmente in numero di 4 per gli apparecchi da studio e di 2 per gli apparecchi portatili. Queste testine devono essere messe in circuito successivamente

per permettere l'incisione continua o la lettura senza interruzione delle frazioni delle piste magnetiche.

Con gli apparecchi in bianco e nero, la commutazione si può effettuare durante l'intervallo di soppressione di linea, che permette di evitare i parassiti corrispondenti, impiegando un segnale di soppressione e di sincronizzazione di linea. I segnali il cui livello è inferiore al livello di cresta sono soppressi, cosa che non provoca inconvenienti negli apparecchi in bianco e nero ma, per il colore, una certa proporzione di informazioni di crominanza è contenuta al di sotto di questo livello; bisogna quindi separare i segnali di luminanza, da quelli di crominanza e in seguito, miscelarli per ricostruire i segnali video a colori originali.

GIRADISCHI E VIDEO-DISCHI

L'impiego del disco video o video-disco è oggi attuale e la sua messa a punto finale è questione di poco.

Il disco video, come il disco audio, presenta numerosi vantaggi e, in particolare, quello economico anche se si tratta di un processo unicamente di riproduzione. I dischi previsti saranno realizzati industrialmente, come gli attuali microsolco.

Ci sono già in preparazione dei dischi a solco inciso, e dei dischi a lettura foto-elettrica, a sistema optoelettronico distinto in due categorie, in materiale trasparente o a superficie riflettente. Ecco qui di seguito alcune ricerche svolte sulle possibilità dei video-dischi magnetici o MDR (Magnetic Disc Recorder) effettuate in particolare dai laboratori tedeschi Bogen, ditta specializzata nella costruzione di testine magnetiche.

Il disco magnetico a superficie preventivamente incisa o no, è già stato utilizzato da molto tempo per la registrazione di suoni e, in pratica, niente si oppone al suo impiego per l'incisione video; ma le condizioni sono evidentemente molto differenti da quelle di un registratore a nastro da una parte o di un registratore video dall'altra.

Non è possibile, infatti, considerare l'utilizzazione di un disco che gira ad una velocità abituale massima di 78 giri/m, a solchi classici utilizzando una testina di lettura normale a fessura di larghezza superiore al micrometro.

Si sarebbe potuta portare la velocità di rotazione del disco a 156 giri/m, cioè il doppio di quella normale, cosa che avrebbe permesso di ottenere una velocità testina/disco media di circa due metri e minima di circa 1,60 m/s per il solco di diametro più ridotto.

Si poteva anche ridurre la lunghezza delle fessure tra 0,25 e 0,35 μm e utilizzare delle piste da 25 μm . Impiegando la modulazione frequenza, sarebbe stato quindi possibile utilizzare dei segnali di lunghezza d'onda di circa 0,5 μm con una durata minima di registrazione di 2x12 minuti ma, beninteso, la banda di frequenza possibile sarebbe ridotta e i problemi di usura e di guida sono considerevoli. Si è prevista così la separazione della superficie del disco in due zone, l'una ricoperta da uno strato magnetico, l'altra da solchi di guida non modulati.

I risultati ottenuti, anche se molto limitati sono senz'altro di un certo interesse, in particolare quando la tecnica industriale sarà messa a punto; ma in ogni caso, queste ricerche, anche se non si arrivasse a dei risultati importanti nella tecnica video, potranno avere un notevole interesse per la tecnica audio.

L'ingrandimento della banda passante nella tecnica audio offre, in effetti, un grande interesse; essa permetterebbe di registrare e riprodurre un gran numero di canali sonori differenti, di utilizzare meglio i metodi quadrifonici e di ottenere delle registrazioni di lunga durata, cosa che mostra lo stretto collegamento che esiste tra i metodi audio e video.

L'elaborazione delle informazioni

di Piero SOATI

Che cosa vogliamo indicare quando parliamo di una macchina? Un dispositivo che permette di ottenere nell'ambiente in cui si opera, un risultato del tutto differente da quello che sarebbe possibile impiegando l'azione muscolare o qualsiasi altra azione dinamica.

La macchina è dunque un congegno che consente di produrre un effetto che modifica la semplice e diretta applicazione, al congegno stesso, di una forza esterna o la esplicazione di una forza interna. Pertanto una macchina funge solo da intermediario fra l'azione dinamica — motrice e l'effetto finale che ha una direttrice, od un modo d'azione, differente.

Così il motore di un autoveicolo può trasformare la materia prima, cioè la benzina, in forza motrice, un tornio trasformare l'energia elettrica e pezzi di metallo in altri oggetti di forme ben precise, la pila elettrica può trasformare l'energia elettronica in differenza di potenziale fra il polo negativo ed il polo positivo e così via.

Per conseguire qualsiasi genere di trasformazione ogni macchina esegue un ciclo di lavorazione che può essere schematizzato in tre distinte fasi, più o meno complesse e precisamente: 1°) immissione della materia prima, 2°) lavorazione, 3°) fornitura del prodotto finito.

Che cos'è un elaboratore elettronico? E' anch'esso una macchina che però presenta, rispetto al suddetto ciclo, una caratteristica del tutto particolare.

La materia prima che esso lavora è il prodotto che si ottiene nella fase conclusiva ossia l'informazione. In effetti si tratta di migliaia, di milioni ed anche di miliardi di informazioni che, secondo delle combinazioni diverse, fotografano la realtà tecnica, sociale ed economica del mondo moderno in cui viviamo.

Il calcolatore elettronico è sorprendente appunto per il fatto che opera su delle entità di natura del tutto particolare, cioè le informazioni, che vengono organizzate, trasformate ed infine elaborate per dar vita a delle nuove entità apparentemente immateriali.

L'estrema velocità di funzionamento, le straordinarie possibilità di calcolo e di memoria, permettono infatti all'elaboratore elettronico di svolgere dei compiti che in passato non sono mai stati svolti da altre macchine.

Si può dunque affermare che sotto questo profilo un elaboratore elettronico si comporta come un amplificatore della intelligenza umana.

I PRIMI CALCOLATORI ELETTRONICI

Progettati circa quarant'anni or sono gli apparecchi da cui derivano gli attuali sistemi informativi elettronici sono diventati usuali strumenti di lavoro nelle più disparate attività: da quella industriale e commerciale a quelle militari, da quella scientifica a quella della astrofisica, assurgendo a progressi tecnologici di natura, ed entità, difficilmente riscontrabili in altri campi produttivi ed altre tecnologie avanzate.

Il progetto relativo alla prima macchina in grado di risolvere delle equazioni differenziali fu sviluppato dalla IBM nel lontano 1937, in collaborazione con Howard Aiken di modo che nel 1944 fece la prima comparsa sui mercati americani l'elaboratore MARK 1°, una macchina che pesava ben cinque tonnellate e che era costituita da 78 unità collegate fra loro, sembrerebbe incredibile, da ben 800 km di cavi. Esso conteneva oltre 3304 relé elettromeccanici, che rappresentavano il suo cervello, ed era controllato tramite una sequenza d'istruzioni perforate su nastri di carta.

Impostata la prima istruzione il Mark 1° non esigeva successivamente alcun altro intervento umano, realizzando perciò le previsioni del Babbage, di cui abbiamo parlato nel numero scorso.

L'impiego dei relé, che sfruttavano l'energia elettrica per produrre degli effetti meccanici, consentivano di ottenere una velocità eccezionale per quell'epoca, considerato che il tempo di apertura e di chiusura di un relé era dell'ordine di 1/100 di secondo.

Circa due anni dopo venne realizzato il primo calcolatore elettronico vero e proprio cioè l'ENIAC che significa Electronic Numerical Integrator and Calculator e che fu essenzialmente opera di J. Prosper Eckert e John M. Mauchkly, dell'Università di Pennsylvania.

Nell'Eniac i relé furono sostituiti, per la prima volta nella storia dell'informazione, dalle valvole elettroniche, di cui la figura 1 mostra un esemplare dell'epoca.

I circuiti dell'Eniac prevedevano l'impiego di ben 18.000 valvole elettroniche



Fig. 1 - Una valvola termodinamica della IBM utilizzata nel 1939 nel primo elaboratore elettronico ENIAC in cui erano impiegate ben 18.000 valvole.



Fig. 2 - Un pannello componenti dell'ENIAC mostrati dai loro ideatori J. Prosper Eckert e H. Goldstine.

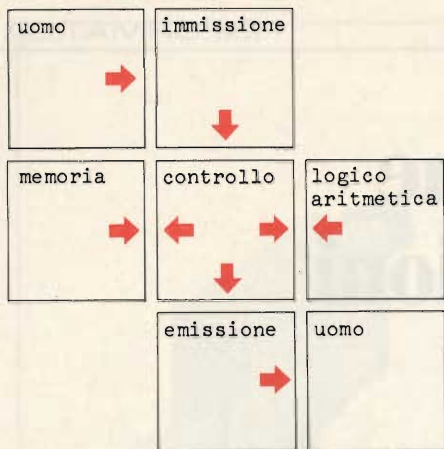


Fig. 3 - Struttura di principio di un moderno elaboratore elettronico nelle sue componenti essenziali.

ragione per cui il suo ingombro era davvero eccezionale ed infatti l'elaboratore nel suo insieme ricopriva una superficie di oltre 180 m².

L'uso delle valvole elettroniche consentì che la velocità di elaborazione dei risultati passasse dal centesimo di secondo del Mark I^o a qualche milionesimo di secondo.

IL PROGRAMMA MEMORIZZATO

La successiva costruzione di un calcolatore il cui programma poteva essere memorizzato fu possibile grazie agli studi condotti dall'ungherese J. Von Neumann. Tale avvenimento, che concretizzava il concetto del moderno elaboratore elettronico, si verificava verso la fine degli anni quaranta.

Il principio di funzionamento del programma memorizzato consentiva nel registrare nella memoria della macchina non

solo i dati ma anche le istruzioni operative del programma.

Inoltre, tramite delle ulteriori istruzioni, il calcolatore era messo in condizioni di modificare il proprio programma saltando da un punto all'altro di esso secondo le circostanze o le esigenze.

Si può dire che a partire da quell'epoca i concetti dell'elaboratore elettronico restarono in pratica immutati mentre la scoperta dei semiconduttori, sotto forma di diodi e transistori, e dei circuiti integrati poi, permise la miniaturizzazione dei circuiti consentendo altresì dei profondissimi mutamenti per quanto concerne la velocità operativa, i programmi e le applicazioni.

STRUTTURA DI UN ELABORATORE ELETTRONICO

Non si tratta di un paradosso quando si afferma che lo schema funzionale di un moderno elaboratore è del tutto simile a quello della macchina analitica del Babbage. Infatti entrambi gli schemi si valgono di una struttura logica di elaborazione delle informazioni che, pur non essendo l'unica, è senz'altro più semplice.

All'inizio del processo naturalmente vi deve essere l'uomo la cui opera consiste nel definire il problema, nel scegliere il metodo di soluzione e nell'individuare i dati necessari (figura 3).

L'unità di immissione ha il compito di raccogliere i suddetti dati tradizionali traducendoli dal codice in cui sono stati espressi, e cioè parole, numeri e simboli, in impulsi elettrici ossia un nuovo codice comprensibile alla macchina.

L'unità di controllo, seguendo le istruzioni che le sono state impartite dall'uomo, deve coordinare il movimento dei dati fra le diverse macchine e cioè: l'unità di immissione, la memoria, le parti logico-matematiche e le unità di emissione.

L'unità di memoria, trattiene le informazioni che sono composte sia dai dati sia dalle istruzioni cedendole, oppure recuperandole, secondo le necessità.

L'unità logico-aritmetica, esegue i calcoli prendendo le decisioni in risposta ai segnali che gli pervengono dall'unità di controllo.

Infine l'unità di emissione, riconverte i risultati dell'elaborato in parole, oppure segni grafici od anche in suoni.

Bisogna però tenere presente che in effetti la distribuzione delle varie unità di un moderno elaboratore elettronico non è così rigida come sembrerebbe per il fatto che la configurazione di un sistema obbedisce, più che a specifici criteri tecnico-costruttivi, soprattutto a precise esigenze applicative.

Occorre però rendersi conto che alle estremità opposte del processo troviamo sempre l'uomo insostituibile, al quale tocca la responsabilità di programmare, interpretare e di valutare i risultati.

L'elaboratore dei nostri tempi, rispetto a quelli del passato, è cambiato tanto nella natura quanto nella funzione. Non è più un puro strumento di calcolo come potrebbe essere considerato l'abbaco di cui si è parlato nel numero scorso, ma bensì una macchina che elabora le informazioni.

Gli elaboratori che sono in commercio attualmente, come l'intelligenza umana ricordano, ragionano e decidono pur entro i limiti che gli sono stati imposti dall'uomo. La loro versatilità è dovuta oltre che all'affinamento dei programmi alla velocità

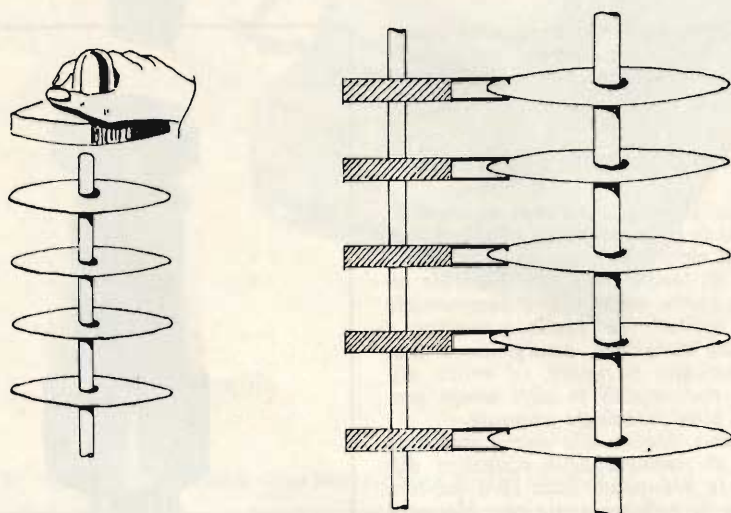


Fig. 4 - Esempio di memoria a dischi magnetici. L'intera pila di dischi viene esplorata da un'unica testina di lettura e di registrazione.

FACCIATA DI UN DISCO a 5 settori

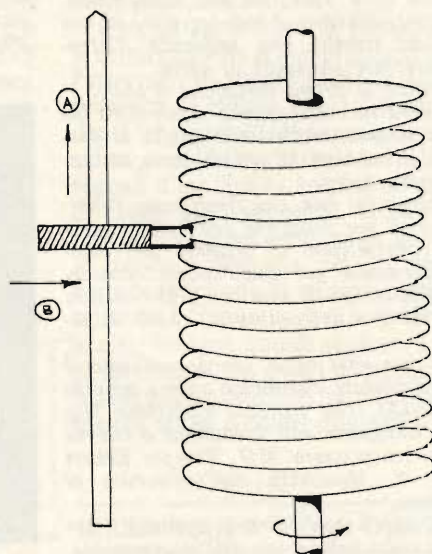
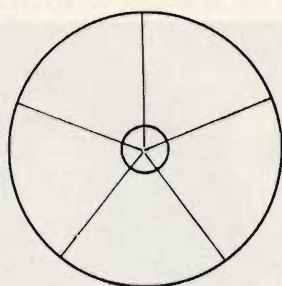


Fig. 5 - Altro esempio di memoria a dischi in cui il numero delle testine corrisponde al numero delle facciate dei dischi.

operativa dei componenti che li costituiscono. A questo proposito basti pensare che mentre la macchina del Babbage, che si valeva unicamente di componenti di natura meccanica, poteva eseguire 60 addizioni ed una sola moltiplicazione in un secondo (fatto comunque eccezionale per quell'epoca) gli elaboratori elettronici a transistori ne eseguono, nello stesso tempo, circa 50.000, quelli a circuiti monolitici 100.000 mentre i sistemi elettronici più avanzati sono in grado di eseguire più di 2.000.000 operazioni al secondo!

Ciò significa, grosso modo, che al giorno d'oggi per eseguire, ad esempio 100.000 moltiplicazioni si spende soltanto la centesima parte di quanto si spendeva ai tempi del calcolatore ENIAC.

IMMISSIONE DEI DATI IN UN ELABORATORE ELETTRONICO

E' stato detto precedentemente che per essere in grado di svolgere le funzioni che gli sono assegnate, e cioè immissioni delle informazioni, elaborazione dei dati ed emissione delle nuove informazioni, il calcolatore elettronico deve poter immagazzinare i dati da elaborare ed eseguire i calcoli richiesti.

Ciò in poche parole significa che l'uomo deve essere capace di comunicare e farsi comprendere dalla macchina.

Il sistema che consente tale genere di scambio di comunicazioni è quello numerico binario di Boole che non è altro che un codice in cui due soli simboli permettono di rappresentare ogni possibile forma di calcolo e di numerazione.

L'unità, cioè il numero 1, e lo zero, cioè 0, per un elaboratore elettronico significano: circuito aperto o circuito chiuso, acceso o spento, vero o falso, sì o no.

Se dunque associamo ad ogni combinazione di cifre binarie un valore specifico, riusciremo a far ritenere alla macchina tutte le informazioni e le istruzioni che sono indispensabili per l'elaborazione dei dati.

Per comunicare i dati all'elaboratore naturalmente esistono molte apparecchiature, essenzialmente differenti tra loro per tipo e per genere di prestazioni, in virtù delle quali le informazioni codificate, ossia tradotta in perforazioni, impulsi elettrici e magnetici, battute a macchina o scritte a mano, sono lette direttamente e immesse nella memoria per mezzo di schede perforate, nastri di carta, terminali video o a tastiera, nastri e dischi magnetici, lettori ottici e così via.

Le varie unità di immissione operano a velocità differente e permettono l'introduzione di differenti quantità di dati; esse possono dunque essere paragonate a dei carrelli convogliatori aventi il compito di portare la materia prima, cioè l'informazione, sul luogo dove dovrà essere lavorata, cioè nel cuore dell'elaboratore elettronico.

Nel prossimo numero parleremo dunque dell'immissione dei dati nel calcolatore elettronico.

GLOSSARIO D'INFORMATICA (parte 2°)

Background - elaborazione a bassa priorità, tipo batch, nella elaborazione multi-programmata.

Banda perforata - nastro di carta perforato per comunicare od ottenere informazioni dall'elaboratore.

BASIC (Beginners All-purpose Symbolic Instruction Code), linguaggio simbolico di facile impiego, particolarmente adatto per elaborazioni di carattere tecnico-scientifico.

Baud - unità di velocità di trasmissione misurata in simboli per secondo. In pratica corrisponde ad un bit per secondo.

BCD (Binary Coded Decimal) - codice in ogni cifra decimale è espressa da un particolare gruppo di cifre binarie.

Binario (sistema numerico) - sistema di numerazione basato sui due soli simboli «0» e «1».

BIT - (da Binary digit) - la più piccola unità di informazione nel sistema binario espressa da «0» e «1».

Block (blocco, elaborazione a) - Elaborazione sequenziale di programmi in cui

ogni programma inizia solo dopo che si è concluso il programma precedente.

Boole (algebra di) - sistema algebrico in cui vengono considerate non le relazioni quantitative ma i rapporti logici fra i termini.

Bugger - Sistema di immagazzinamento usato per compensare una differenza di velocità del flusso di informazioni. Dispositivo elettronico che collega fra loro due circuiti adattandoli l'uno all'altro.

Burst - trasmissione di dati in gruppi o blocchi con un intervallo che permette l'accesso all'area di immagazzinamento.

Byte - gruppo di otto cifre continue che rappresentano uno o più caratteri e che l'elaboratore tratta come un'entità unica.

Carattere - una lettera, una cifra o qua-

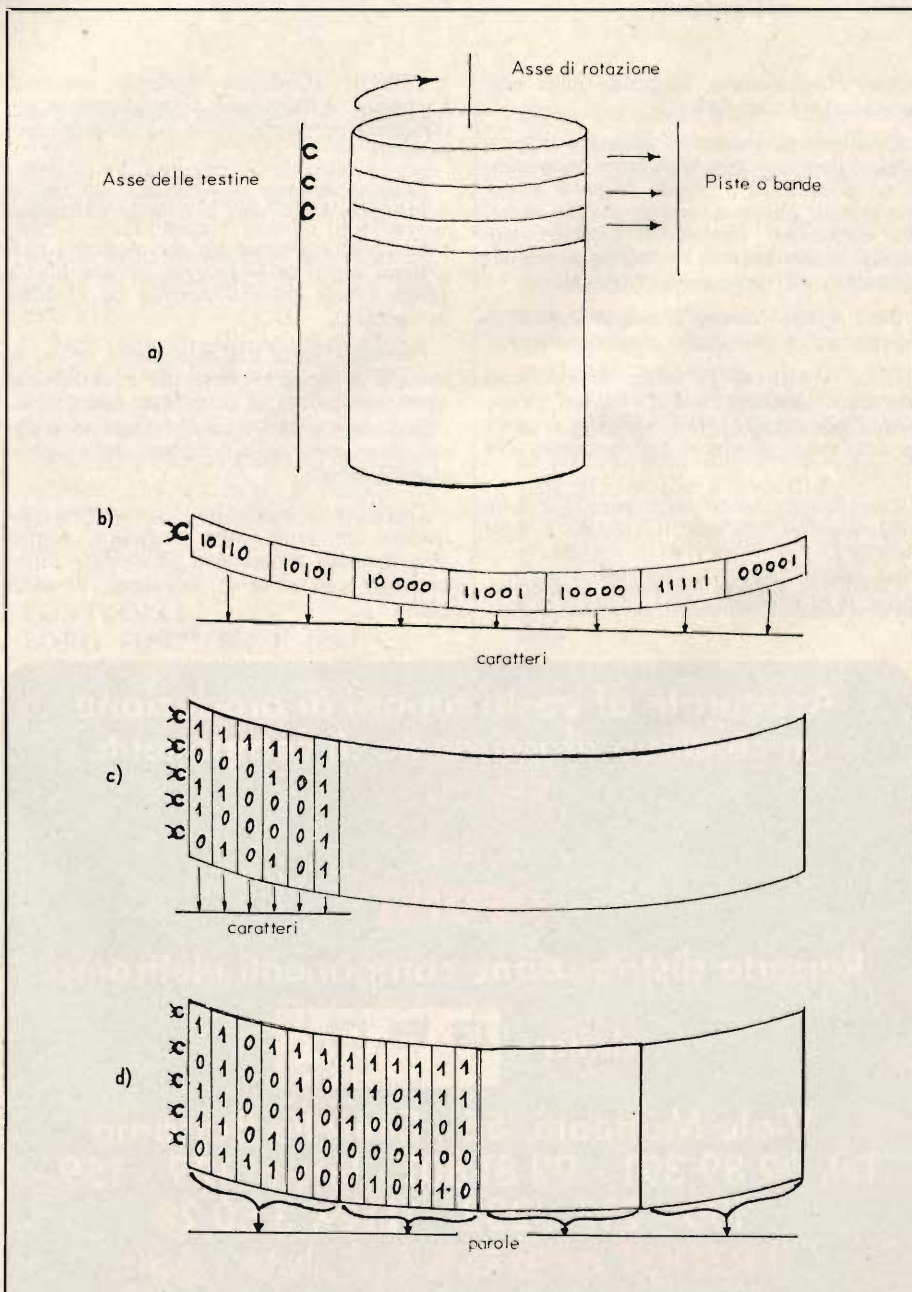


Fig. 6 - In «a» è visibile una memoria a tamburo magnetico, «b», «c» e «d» mostrano come sono disposti i caratteri nelle diverse sezioni del tamburo.

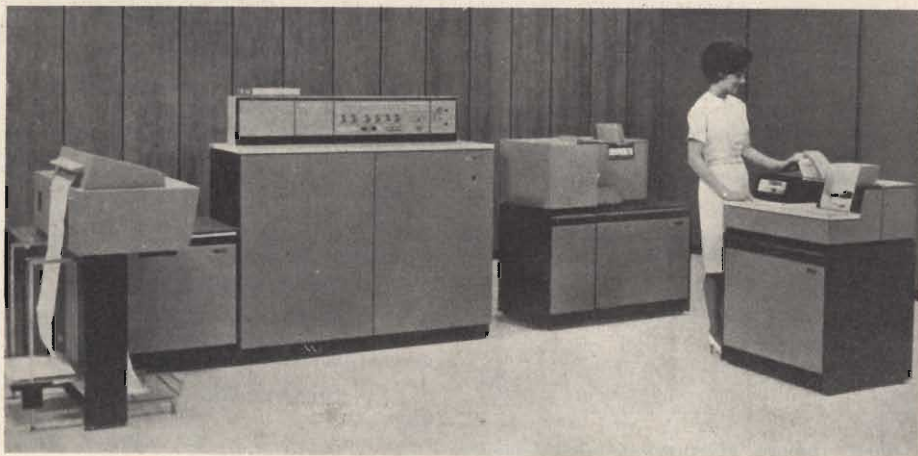


Fig. 7 - Sistema IBM/360, che ha segnato l'inizio della terza generazione degli elaboratori elettronici. Il modello della foto è del tipo ridotto dotato esclusivamente di unità periferiche a schede perforate.

lunque altro simbolo, utilizzato nella rappresentazione dei dati.

Carattere magnetico - carattere alfanumerico stampato con inchiostro magnetico su un documento in modo da poter essere interpretato automaticamente da un apposito dispositivo (lettore di caratteri magnetici) e direttamente convertito in segnali utilizzabili da parte dell'elaboratore.

Card reader - lettore di schede capace di interpretare i fori delle schede perforate.

Chip - piastrina di silicio in cui sono contenute numerosi circuiti elettronici completi. Nella tecnica MST un chip di circa un centimetro quadrato può contenere 174 circuiti.

Cibernetica - teoria del controllo e della comunicazione nei sistemi organici e nelle macchine.

CNUCE - Centro Nazionale Universitario di Calcolo Elettronico, con sede a Pisa.

COBOL (Common Business Oriented Language) - linguaggio di programmazione concepito per applicazioni di carattere commerciale.

Codice - insieme di simboli o bit che si riferiscono a dei dati o a delle istruzioni.

Compiler - programma che traduce i programmi scritti in linguaggio ad alto livello (High Level) come il Fortran od i codici a macchina.

Console - parte dell'elaboratore in cui si trovano la maggior parte dei controlli che azionano la CPU (Central Processing Unit, cioè l'unità centrale di elaborazione e anche gran parte degli indicatori delle operazioni interne).

Compiler (compilatore) - programma che traduce un programma simbolico, scritto cioè secondo proporzioni facilmente interpretabile dall'uomo in linguaggio di macchina.

Complement (complemento) - il complemento di un numero binario è un altro numero binario ottenuto sostituendo la cifra «0» con la cifra «1» e viceversa. Inversione di bit.

Conversione - passaggio di informazione da una ad altra forma di rappresentazione.

Conversione time (tempo di conversione) - tempo necessario per effettuare il passaggio ad un'altra forma di informazione, ad esempio da analogico a digitale.

Data - informazioni fornite per l'elaborazione al calcolatore.

Data transfer - trasmissione dei dati da una all'altra parte di un sistema.

D.D.C. (Direct Digital Control) - controllo digitale diretto.

Decimale (sistema numerico) - sistema di numerazione a base 10, che utilizza le dieci cifre dallo 0 al 9.

Deck - pacco di schede perforate.

Device end - fine del servizio. Avvertimento di una unità periferica di fine lavoro: ad esempio fine delle schede nel lettore di schede.

Diagramma a blocchi - rappresentazione grafica di un programma mediante dei simboli geometrici che descrivono le funzioni e le fasi elementari di lavoro e la loro successione logica.

Digit - vedere bit.

Digitale - espresso in forma «discreta», cioè attraverso delle cifre. Si contrappone ad «analogico», cioè espresso in forma continua.

Disco - disco di metallo ricoperto di uno strato di ossido di ferro composto con altri materiali, utilizzato nelle memorie.

Dischi (memoria a) - unità di memoria nella quale i dati sono registrati, in forma magnetica, nelle piste di un disco a rapida rotazione.

Documentazione automatica (information retrieval) - metodo automatico di classificazione, registrazione e ricerca delle informazioni in un archivio memorizzato.

Dup - tasto della perforatrice che se azionato dà luogo alla duplicazione della scheda.

EBCDIC (Extended Binary Coded Decimal Interchange Code) - codice di rappresentazione dei dati di una memoria centrale usando 8 bit, cioè 6 bit, 1 bit di controllo e 1 bit di segno.

EDP (Electric Data Processing) - elaborazione elettronica dei dati, trattamento automatico compiuto mediante un sistema elettronico di elaborazione.

Erase - cancellazione di una informazione da un supporto qualsiasi sia esso nastro, disco od altro.

E - Time (tempo di esecuzione) - tempo richiesto per l'esecuzione di una data operazione specificata da istruzioni.

Ferrite - composto metallico magnetizzabile, usato nella memoria centrale degli elaboratori elettronici.

File (archivio) - insieme di registrazioni (cioè records) che costituiscono unità omogenee.

Fortran (Formula Translation) - linguaggio di programmazione costituito da simboli analoghi a quella della notazione algebrica. (continua)

Assicurate ai vostri reparti di produzione un continuo rifornimento di componenti.

**SERVITEVI
del
REDIST**

Reparto distribuzione componenti elettronici

della

G.B.C.
italiana

**Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo
Tel. 92 89 391 - 92 81 801 - Interni 129 - 159 -
180 - 217 - 232 - TELEX 3 60 28**

Il REDIST della G.B.C. è stato creato espressamente per le vostre necessità.



Ricevitore Barlow Wadley XCR - 30

prima parte di R. BARBIERI

L' XCR-30 è un ricevitore portatile particolarmente studiato per la ricezione della gamma HF, caratterizzato da alta sensibilità e indicazione accurata della frequenza di sintonia per tutto lo spettro delle onde corte sino ai 30 MHz, e da stabilità eccezionale che consente la miglior ricezione di stazioni modulanti sia in ampiezza (AM) che in banda laterale unica (SSB).

I CIRCUITI

Incorporato al ricevitore vi è un circuito eterodina multiplo con quarzo da 1 MHz le cui armoniche controllano le indicazioni riportate nella scala di sintonia consentendo un'accuratezza sufficiente a localizzare e identificare le stazioni di cui sia approssimativamente nota la frequenza. Il cristallo determina una alta stabilità di frequenza a lungo termine e una adeguata stabilità a breve termine per consentire la miglior ricezione di stazioni in SSB.

La frequenza di sintonia è indicata da una funzione composta di due scale. In una è riportato il numero che rappresenta il valore intero di frequenza in megahertz mentre nell'altra è indicata la rimanente parte decimale.

L'ANTENNA

Con il ricevitore viene fornita, come parte separata dallo stesso, una antenna a stilo che consente alte prestazioni di sensibilità conferendo al ricevitore portatile caratteristiche professionali persino nel-

la gamma più elevata di frequenza dove i segnali sono normalmente deboli. L'antenna consente anche notevoli prestazioni alla frequenza delle onde medie poiché il ricevitore è stato progettato per ricevere anche le gamme al di sopra dei 500 kHz.

Nell'impiego all'interno di edifici, sempre riferendoci a queste gamme, l'antenna non può ovviamente presentare una grande efficienza, così come allo stesso modo si comporterebbe una antenna a nucleo di ferrite in un ricevitore portatile a onde medie.

CONTROLLI LORO FUNZIONI E USO

ON/OFF Volume (acceso-spento e volume): opera in modo normale e consente la piena potenza di uscita per ogni segnale con buon rapporto segnale/disturbo.

Mode Switch (commutatore di modo operativo): è commutabile su tre posizioni marcate:

- 1) LSB = banda laterale unica inferiore.
- 2) USB = banda laterale unica superiore.
- 3) AM = modulazione di ampiezza.

Per la ricezione in AM è necessario portare il commutatore in tale posizione e poi eseguire le operazioni di sintonia altrimenti sarà sempre udibile un fischio su ogni stazione. Una nota relativa ad una accurata indicazione di sintonia verrà data più avanti. Per la rice-

zione nel modo LSB o USB, occorre portare il commutatore nelle due posizioni corrispondenti a tali sigle.

SSB clarifier (controllo di piccole variazioni di frequenza in SSB): serve per determinare il giusto tono e la maggior chiarezza della modulazione della stazione ricevuta, permettendo variazioni di frequenza $\pm 1,5$ kHz. Va regolato dopo che la stazione sia stata grossolanamente sintonizzata dal sistema principale di sintonia. Prima di ogni operazione di sintonia è bene che venga posto in posizione centrale. Può essere impiegato anche come controllo fine di sintonia per le stazioni AM.

MHz dial (scala in MHz): questa scala ha le divisioni di megahertz in megahertz, fino a 30 MHz. Per effettuare una sintonia si deve cominciare con lo stabilire la parte intera di megahertz con questa scala, essendo la sua funzione simile a quella di un commutatore di banda in un ricevitore convenzionale. La regolazione anche approssimata di essa consente di sintonizzarsi su una stazione di cui si desidera procedere alla identificazione. Successivamente potrà essere ritoccata la posizione della scala allo scopo di migliorare l'intelligibilità.

kHz dial (scala in kHz): la scala di sintonia principale nel senso convenzionale. E' calibrata con divisioni di 10 kHz in un campo di 1000 kHz. Queste divisioni sono in stretta e precisa relazione col numero intero di megahertz predi-

posto per mezzo della scala MHz DIAL. La finezza di lettura giunge a 5 kHz. Una volta che la stazione sia stata centrata finemente, rimane sintonizzata indefinitamente perché la stabilità è tale da consentirlo.

Zero set control (controllo dell'azzerramento): è collocato immediatamente sotto l'indicatore di intensità del segnale; esso provvede il mezzo per azzerrare la scala dei kHz e compensare errori di calibrazione dovuti a variazioni di temperatura o di umidità, quando ciò si rendesse necessario.

Agire sui comandi nel modo seguente:

- 1) Disporre il commutatore di modo su USB.
- 2) Disporre la scala dei MHz su qualsiasi numero intero.
- 3) Disporre la scala dei kHz sullo zero.
- 4) Regolare il comando «zero set control» fino ad ottenere un battimento audio zero e continuare a ruotarlo finché si oda un fischio, facendo in modo che detto fischio abbia il minor volume e la più bassa frequenza possibili. A questo punto è chiaro che comunque lo si spostasse dalla sua posizione non potrebbe provocare che un aumento del fischio. Questa è la posizione esatta di «zero beat», cioè di battimento zero.

Antenna tune control (sintonia dell'antenna): al fine di ottenere la massima efficienza dell'antenna a stilo è necessario sintonizzarla per mezzo di un apposito comando. La rotazione di questo, consente di coprire tutta la gamma 500 kHz - 30 MHz in tre segmenti così divisi: 0,5-2 MHz; 2-6 MHz; 6-30 MHz. Specialmente nel caso che si desideri ascoltare una stazione notoriamente debole, è necessario portare questo comando sul segmento corrispondente. Una volta che si è eseguita la sintonia si agirà sul comando «ANTENNA TUNE» cercando di ottenere la massima indicazione dello strumento che segna l'intensità del segnale in arrivo.

L'operazione può essere effettuata anche ad orecchio a condizione di essere in grado di giudicare correttamente la migliore condizione del rapporto segnale/disturbo.

Tuning (sintonia): per sintonizzare una stazione AM si devono fare le seguenti operazioni:

- 1) Accendere l'apparato e regolare opportunamente il volume.
- 2) Portare il commutatore di modo su AM, ignorando la posizione del comando SSB CLARIFIER o disponendolo a centro scala.
- 3) Disporre la scala MHz DIAL sul numero intero di MHz (ad esempio, per sintonizzare la frequenza di 15235 disporlo su 15 MHz).
- 4) Disporre il comando ANTENNA TUNE sul segmento appropriato.
- 5) Far ruotare la scala kHz sulla frazione di MHz desiderata (nel nostro caso va portata su 200 + +3 piccole divisioni + mezza divisione).
- 6) Se la stazione desiderata diventa udibile, affinare la sintonia per mezzo di quest'ultimo comando, poi ritoccare la posizione dell'ANTENNA TUNE e infine ritoccare lentamente la scala MHz DIAL ad orecchio oppure con l'indicatore dell'intensità del segnale.

Se la stazione non è udibile, bisognerà regolare l'antenna e poi spostare leggermente la scala MHz DIAL per il massimo rumore di fondo o di altre stazioni, per poi continuare la ricerca con il comando di sintonia.

SSB Tuning (sintonia in SSB): per sintonizzare una stazione in SSB, fermo restando che questo tipo di emissioni interessa principalmente i radioamatori, bisogna aggiungere alle operazioni precedentemente descritte per la sintonia in AM, le seguenti regolazioni:

- 1) Portare il commutatore di modo sulla posizione USB o LSB secondo il tipo della stazione emittente. Le trasmissioni nelle bande 14-21 e 28 MHz sono quasi sempre in USB mentre quelle in 3,5 e 7 MHz sono in LSB.
- 2) Regolare per la migliore intelligibilità prima la scala kHz DIAL e poi il controllo SSB CLARIFIER.
- 3) Il segnale potrebbe anche sfuggire a causa della strettezza della banda passante del ricevitore: risintonizzando leggermente si potrà ritrovarlo.

Una volta centrato, il segnale SSB rimarrà sintonizzato per un lungo periodo di tempo sempreché la stazione trasmittente abbia una stabilità adeguata; in caso contrario sarà necessario inseguirla agendo sempre sul CLARIFIER CONTROL.

Capita spesso che due o più stazioni in collegamento non siano esattamente sulla stessa frequenza per cui è necessario sportarsi continuamente: in questi casi è opportuno usare solo il CLARIFIER CONTROL, purché le variazioni di frequenza non superino $\pm 1,5$ kHz.

Tuning a continuos wave or morse signal (sintonia di portanti o segnali telegrafici): la maggior parte dei segnali Morse non sono modulati in BF per cui vengono ricevuti come soffi allorché la ricezione è predisposta per la AM. Con questo ricevitore è possibile riceverli ugualmente: basta usare uno dei due modi SSB e regolare la nota con la sintonia o con il CLARIFIER CONTROL. Le eventuali interferenze, in tal caso, possono essere eliminate cambiando il modo SSB.

Batteries (batterie): le batterie sono costituite da 6 elementi da 1,5 V di dimensioni D. Sono infilate nell'apposito alloggiamento entrocontenuto il quale è ispezionabile ruotando le due viti di sicurezza in senso antiorario sino a che lo schienale si apra. Per la sostituzione DEVE ESSERE RISPETTATA LA POLARITA' SUL CONTENITORE.

External batteries - Phone jack sockets (Alimentazione esterna e cuffia o altoparlante esterno): sul fianco sinistro del ricevitore è predisposta una presa fono la cui impedenza è di 8 Ω . Infilando il jack si disconnette automaticamente l'altoparlante interno.

Sulla stessa piastra della presa fono vi è una presa per l'alimentazione esterna. Il ricevitore è provvisto di un regolatore interno di tensione per cui la sorgente esterna può avere indifferentemente valori da 7 a 12 V o anche qualcosa in più in funzione delle condizioni climatiche. Si tenga presente che alimentando con 6,5 V o meno, si perde il vantaggio di fruire della regolazione automatica ma ciò non

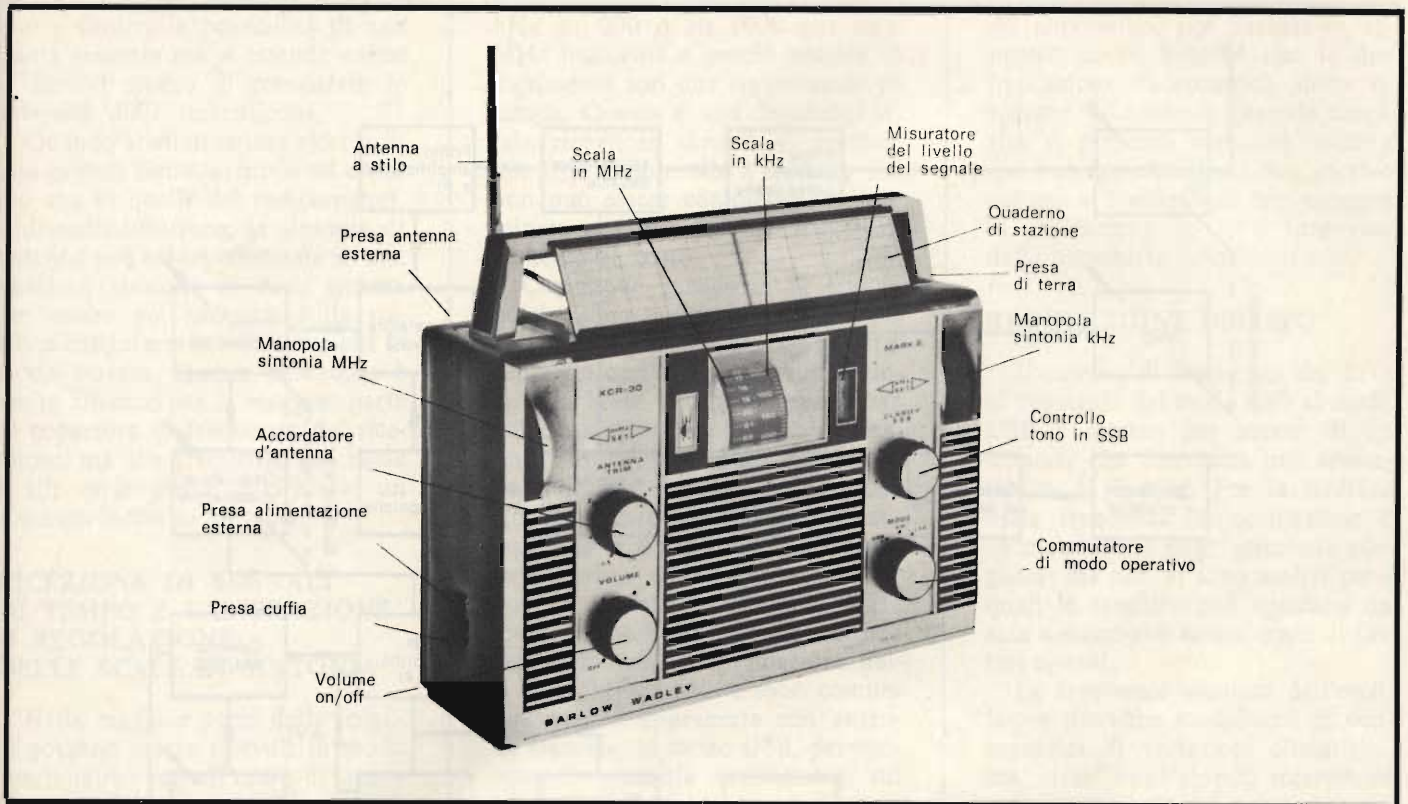


Fig. 1 - Disposizione dei comandi sul ricevitore XCR-30.

impedisce che sia possibile far funzionare soddisfacentemente il ricevitore con una batteria esterna di accumulatori da 6 V (che possono scendere fino a 5 V consentendo un funzionamento regolare). E' importantissimo rispettare le polarità: il contatto centrale della spina e della presa E' IL NEGATIVO.

External aeri (antenna esterna): i circuiti di ingresso di questo ricevitore sono progettati per la massima resa quando è impiegata una antenna a stilo. Quando il ricevitore viene usato all'esterno non è opportuno servirsi di una antenna supplementare a meno che non sia espressamente progettata. Una antenna non appropriata potrebbe provocare effetti di sovraccarico e perciò deve essere correttamente accoppiata e adattata allo scopo di fornire dei segnali aventi un livello sufficiente.

Per impieghi interni e in condizioni particolari quali quelle che si hanno in edifici metallici o di cemento armato, l'antenna esterna potrebbe dimostrarsi vantaggiosa o addirittura necessaria. In casi del genere potrebbe essere usata una antenna filare della lunghezza di 15 metri da connettere alla presa di

cui si è parlato. Qualora si decidesse di adoperare una antenna filare di pochi metri, la si può collegare direttamente all'antenna a stilo che dovrebbe però essere ridotta.

Il comando ANTENNA TUNE, nel caso che vengano effettuate sostituzioni del tipo di antenna, dovrà essere nuovamente regolato.

Nel ricevitore vi è anche una presa di terra da usarsi qualora ciò possa essere utile.

ACCESSORI (forniti col ricevitore)

- 1) Spina per cuffia
- 2) Spina per alimentatore esterno
- 3) Spina di terra (spinotto banana nero)
- 4) Spina per antenna esterna (spinotto banana rosso)
- 5) Libretto contenente l'elenco delle stazioni radio e TV mondiali nel quale sono riportate le frequenze di quasi tutte le stazioni note, oltre a una raccolta di informazioni utili ai radioamatori.
- 6) Log cards in contenitore flip-up (5 entrocontenute e 10 di riserva) nelle quali possono essere riportati i dati di identificazione, frequenze, orari partico-

lari ecc di stazioni che presentano speciale interesse per l'operatore. Suggerimenti per la migliore regolazione degli organi di sintonia e di accordo che consentono di risintonizzare stazioni precedentemente ascoltate.

Carta di garanzia: Non si dimentichi di riempirla in tutti gli spazi indicati e di spedirla.

NOTE

1 - In AM, la selettività è regolata su 6 kHz (3 kHz audio); ciò consente una ottima separazione fra le stazioni ed una migliore intelligibilità.

2 - Quando il commutatore di modo è posizionato su SSB la banda passante diventa metà della precedente e cioè 3 kHz, si inserisce cioè il circuito di rivelazione SSB e anche il BFO (beat frequency oscillator). Questo oscillatore agisce in frequenza su un fianco del filtro di banda passante e la commutazione da LSB a USB lo trasferisce da un fianco all'altro.

3 - L'impiego del comando SSB CLARIFIER come controllo fine di sintonia in AM determina lo sfasamento della frequenza principale

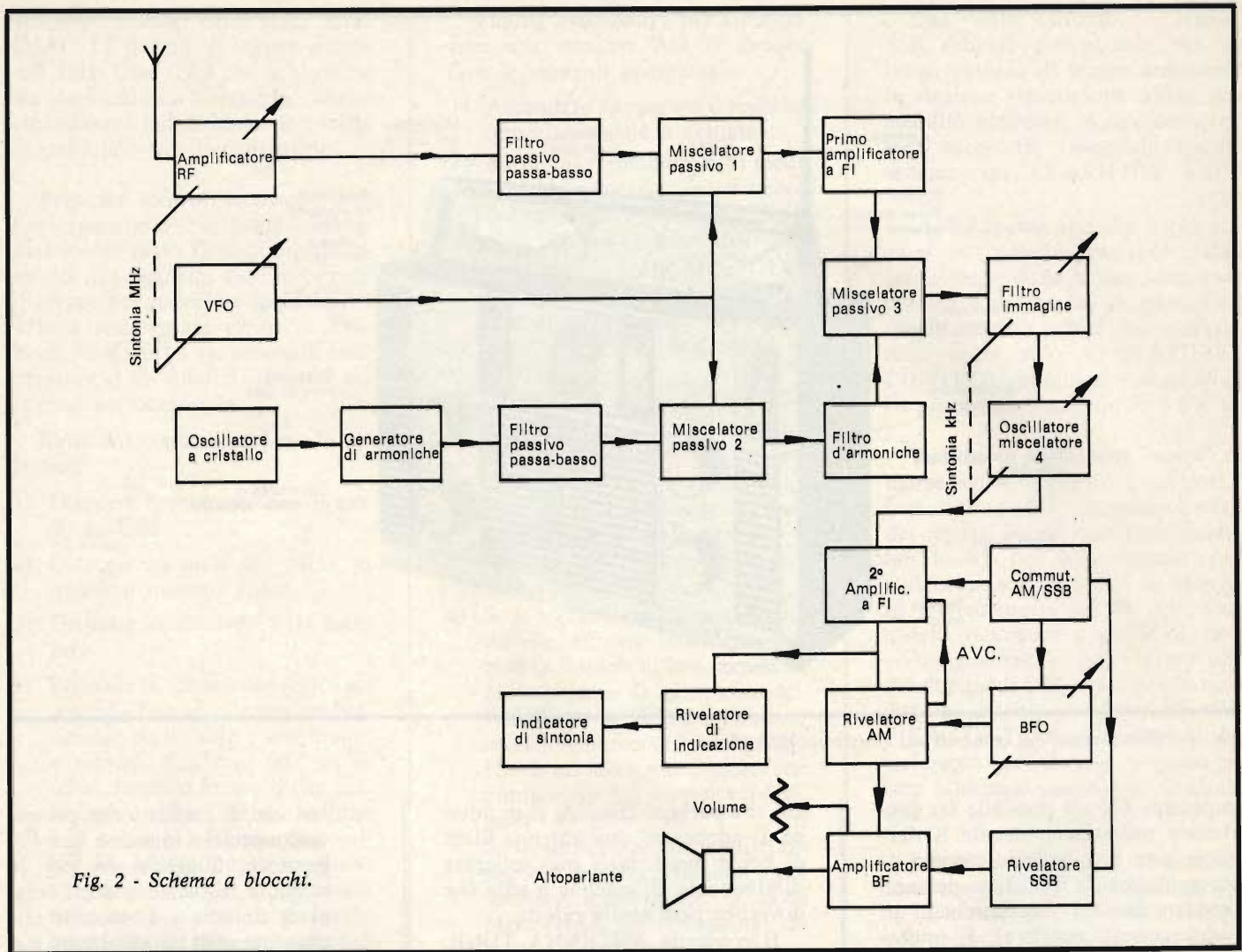


Fig. 2 - Schema a blocchi.

di calibrazione di 1,5 kHz (3 kHz in tutto). Questo allargamento è insufficiente per essere immediatamente avvertito e può essere trascurato durante l'operatività in AM. Tale controllo può essere meglio sfruttato come sintonia fine, congiuntamente con le note di battimento nel modo seguente.

Commutare temporaneamente sulla posizione USB (anche marcata T) in cui sarà ascoltabile un forte fischio. Se questo tono viene ridotto al battimento zero, più o meno, per mezzo del quadrante kHz o del CLARIFIER, significa che la stazione è accuratamente centrata.

Questo succede perché il modo USB agisce con il BFO al centro della banda passante AM, in quanto la banda passante SSB è pari a una metà della banda passante AM.

Il modo LSB non deve essere usato in questa maniera perché ciò pone la portante su un fianco della banda passante AM.

4 - In pratica il quadrante dei megahertz può essere centrato senza prestarvi particolare cura. Può essere regolato successivamente con delicatezza allo scopo di avere la maggior potenza di uscita della stazione desiderata. Esso può anche essere ritoccato allo scopo di eliminare un certo tipo di interferenza dovuto agli effetti di canale immagine. Tale regolazione, pur non influenzando la sintonia principale, sposta le immagini ottenendo che non interferiscano. E' questo un vantaggio notevole che presenta il progetto di eterodina multipla rispetto al sistema ad eterodina convenzionale nel quale l'effetto immagine non può essere spostato. L'effetto immagine è normalmente manifestato da un fischio sulla stazione richiesta, il quale varia di tono cioè di frequenza, non appena il ricevitore viene sintonizzato. Se il fischio non variasse durante l'operazione di sintonia, sarebbe da at-

tribuirsi ad altre cause come per esempio alla presenza di una stazione adiacente. Assicurarsi perciò sempre se un fischio cioè un'interferenza non possa essere eliminato eseguendo un lieve spostamento del quadrante MHz DIAL.

5 - Avendo sintonizzato una stazione per mezzo delle scale MHz e kHz DIAL, il controllo di antenna dovrebbe essere ritoccato per il massimo segnale indicato dall'apposito strumento: *signal strength meter*. In alternativa la regolazione può essere fatta ad orecchio, specialmente se si tratta di stazioni tanto deboli da produrre incrementi di indicazioni dell'indice non apprezzabili. Una stazione potente o mediamente forte potrebbe non dar luogo a differenze apprezzabili ad orecchio e perciò in questo caso è preferibile la regolazione in base alla lettura dello strumento. Lo scopo della presenza di questo non è limi-

tato a fornire la possibilità di una esatta sintonia ma si estende anche a dare il mezzo di comparare le intensità delle trasmissioni.

Quando si effettua una ricerca in una gamma limitata, quale ad esempio una di quelle dei radioamatori, o di radiodiffusione, la sintonia di antenna può essere effettuata su una qualsiasi stazione di detta gamma per essere poi ritoccata sulla stazione che interessa, una volta che la si sia trovata. Questa procedura è molto efficace per la maggior parte di copertura di frequenza del ricevitore, ma alle frequenze più basse e alle onde medie è richiesto un accurato accordo di antenna.

RICEZIONE DI SEGNALI DI TEMPO E CALIBRAZIONE O REGOLAZIONE DELLE SCALE DI SINTONIA

Nella maggior parte delle località possono essere ricevuti in modo continuativo segnali radio di tempo irradiati da osservatori o istituti scientifici. La maggior parte dei segnali di un certo interesse sono trasmessi su frequenze multiple di 1 MHz (molto spesso 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz e 20 MHz). Il cristallo interno di questo ricevitore genera in continuità segnali non modulati, ciascuno dei quali è multiplo di 1 MHz (come è facile osservare disponendo il quadrante dei

kHz su 000 o su 1000 per ogni MHz indicato) e perciò entrerà in battimento con una trasmissione di tempo. Questa è una deficienza di tale ricevitore dovuta al particolare tipo di controllo a cristallo che non può essere completamente eliminato se non aumentando eccessivamente il costo.

Comunque i segnali di tempo, poiché sono molto deboli, possono essere ricevuti in modo soddisfacente sui corrispondenti numeri interi di MHz perché la precisione del quarzo interno è tale da generare battimenti inudibili con le trasmissioni di tempo. D'altra parte ciò può essere considerato un vantaggio se si pensa che si ha sempre una verifica della taratura in frequenza. Queste marche ad 1 MHz sono del pari utili per la verifica dell'accuratezza di indicazione della scala kHz DIAL e sono comunque meglio apprezzate con antenna staccata, in modo USB, per centrare la sintonia esattamente sul battimento zero.

Regolazioni delle estremità della scala dei kHz possono essere eseguite da coloro che sono sufficientemente specializzati, eseguendo la taratura dell'oscillatore. Si tratta di regolare il trimmer per l'indicazione 000 e l'induttanza di accordo per l'indicazione 1000. Poiché le due regolazioni sono indipendenti tra loro, bisogna procedere in mo-

do alternativo, per successive approssimazioni fintanto che le due indicazioni di estremità siano rispettate. E' naturale che tale necessità si presenta rarissime volte e che può non verificarsi mai, motivo per cui si consiglia di non eseguire la regolazione se si è sprovvisti della necessaria strumentazione.

REGOLAZIONE DEL BFO

Il cambio di frequenza del BFO al passaggio dal modo LSB al modo USB è attuato per mezzo di un trimmer che determina uno spostamento di 3 kHz. Per la taratura della frequenza di oscillazione è necessaria una strumentazione adeguata; ma non vi sono motivi per i quali la taratura può spostarsi da sola a meno che non si tratti di fattori esterni.

La frequenza assoluta dell'oscillatore potrebbe modificarsi in conseguenza di variazioni climatiche, ma in tal caso si può intervenire senza l'aiuto di strumenti: basterà regolare l'induttanza fin tanto che nei due modi operativi dell'SSB e rispetto ad una portante si odano due toni uguali. Ciò indicherà che i 3 kHz sono disposti simmetricamente rispetto alla banda passante. Normalmente per tale taratura è necessario un piccolo spostamento certamente pari a una frazione di giro.

a EMPOLI via G. Masini, 32
è nato un nuovo punto
di vendita

G.B.C.
italiana

VISITATELO





CALCOLATRICE SINCLAIR OXFORD - 300

La Sinclair ha affidato alla serie delle calcolatrici «Oxford» la penetrazione nel mercato di tal genere di apparecchi.

La Oxford 300 ha mirato a farsi conoscere come «Regolo calcolatore elettronico» ed ha ottenuto il successo desiderato.

Dal lancio dei primi calcolatori, avvenuto nel 1972, il mercato si è esteso permettendo ai prezzi di scendere sino ai livelli attuali.

La Sinclair ha fatto 3 modelli nella gamma Oxford: 100 - 200 e 300, allo scopo di servire tutti, dagli studenti e casalinghe ai commercianti e uomini d'affari sino agli scienziati e ingegneri.

COSTRUZIONE

L'Oxford 300 è formata da una tastiera, un circuito stampato con componenti principali e un Display.

La tastiera ha 19 tasti e un interruttore, montata su un pannello, inserita in un contenitore. I tasti producono un gradevole clic sotto la pressione.

L'alimentatore della calcolatrice è costituito da un unico circuito integrato, unito ad un circuito integrato l'interfaccia e ad alcuni altri componenti, su di un circuito stampato ben ordinato, montato su puntali di plastica e bloccato da tre morsetti con accoppiamento di spinta.

Questo circuito di soli 17 collegamenti è facilmente sostituibile.

Il display è saldato al contenitore.

Lo standard generale del contenuto di questa calcolatrice può essere definito il migliore della produzione britannica.

CONTENITORE

Secondo la Sinclair «il modello definitivo degli Oxford fu deciso dopo una approfondita ricerca di mercato durante la quale furono presi in esame diversi contenitori per la loro configurazione moderna, profes-

sionale, la convenienza e accettabilità da parte del cliente».

La tastiera è del tipo a doppia funzione nella quale il tasto «funzione» è usato per ottenere funzioni alternative. Questo tipo di tastiera ha il vantaggio del prezzo contenuto rispetto alla tastiera con funzioni separate che potrebbe avere 40 o più tasti e le medesime possibilità.

PRESTAZIONI

La logica algebrica è usata in opposizione a notazione scientifica polacca inversa adoperata nella calcolatrice scientifica Sinclair.

Ciò semplifica l'operazione per l'utilizzatore medio poiché i calcoli sono eseguiti semplicemente come sono scritti.

La Oxford fornisce una costante per tutte e quattro le funzioni aritmetiche. C'è pure una memoria flessibilissima con le seguenti funzioni: $M+$ (aggiungere alla memoria), $M-$ (sottrarre dalla memoria), $ME \times$ (cambio display e memoria), MC (annullo memoria) e MR (richiamo memoria).

Funzioni trigonometriche, seno, coseno, tangente, arcoseno, arcocoseno, arcotangente sono forniti con un interruttore selezionatore delle operazioni gradi o radianti.

Altre funzioni sono: logaritmi x , e^x , \sqrt{x} , $1/x$ e un tasto P greco.

Il display dà risultati in otto digitali, punto decimale fluttuante oppure in notazione scientifica con mantissa di cinque digitali e esponente a due digitali.

Si possono registrare numeri in ciascuna notazione poiché l'apparecchio regola automaticamente la notazione premendo il tasto operativo. C'è pure l'azzeramento totale e l'azzeramento dell'ultima registrazione, premendo il tasto CLEAR uno o due volte.

Ciascuna delle quattro funzioni aritmetiche possono memorizzare una costante in modo che battendo per esempio $k \times a =$ si possa moltiplicare altri numeri $\times k$, premendo semplicemente $b =$ per avere $k \times b$.

DALLA STAMPA ESTERA

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».

Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.

Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

DISPOSITIVI DI ALLARME DI FACILE COSTRUZIONE

Radio-Electronics - Luglio 1975

Ci riferiamo alla parte conclusiva di una serie di tre articoli, dedicati al metodo di allestimento di un sistema di allarme basato sull'impiego dei circuiti integrati.

Dopo le dettagliate note introduttive, che hanno costituito l'argomento delle due puntate precedenti, questa volta viene descritto un generatore monotonale della potenza di 10 W, il cui schema elettrico è riprodotto in alto alla figura 1: un dispositivo di questo genere è in grado di funzionare con molta efficacia, e di sostituire le sirene convenzionali, impiegando un altoparlante adeguatamente eccitato in luogo del sistema elettromeccanico ad equipaggio rotante. La seconda idea che viene descritta, illustrata nella parte inferiore della stessa figura, impiega quattro unità, tutte del tipo CD4001AE, che possono essere collegate tra loro in modo da realizzare un generatore di segnali funzionante ad impulsi: questo circuito produce praticamente un suono alla frequenza di 800 Hz, che viene reso intermittente con una frequenza di 6 Hz.

I «gate» A e B sono infatti collegati in modo da produrre oscillazioni con una frequenza inferiore a 6 Hz, le quali oscillazioni vengono sfruttate per rendere intermittente il generatore funzionante invece sulla frequenza di 800 Hz, costituito dai «gate» C e D.

Il segnale di frequenza maggiore viene usato a sua volta per eccitare l'altoparlante tramite i transistori Q1 e Q2, ottenendo in tal modo una potenza sonora di circa 10 W.

Il funzionamento del dispositivo è naturalmente istantaneo, ed è dovuto alla semplice chiusura dell'interruttore generale, che applica al generatore la tensione di alimentazione di 12 V, e che viene azionato dal dispositivo di allarme, quest'ultimo che può appartenere ad uno dei numerosi tipi che abbiamo più volte descritto nella nostra stessa Rivista.

SISTEMA DI RINFORZO PER IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE

Radio-Electronics - Luglio 1975

Gli impianti di rinforzo da aggiungere ai sistemi di amplificazione sono disponibili in una grande varietà di tipi: il sistema più semplice può consistere in un unico microfono, in un amplificatore ed in un altoparlante, mentre — se si tratta di un impianto di amplificazione destinato a funzionare all'esterno — è di solito necessario ricorrere ad attrezzature molto più

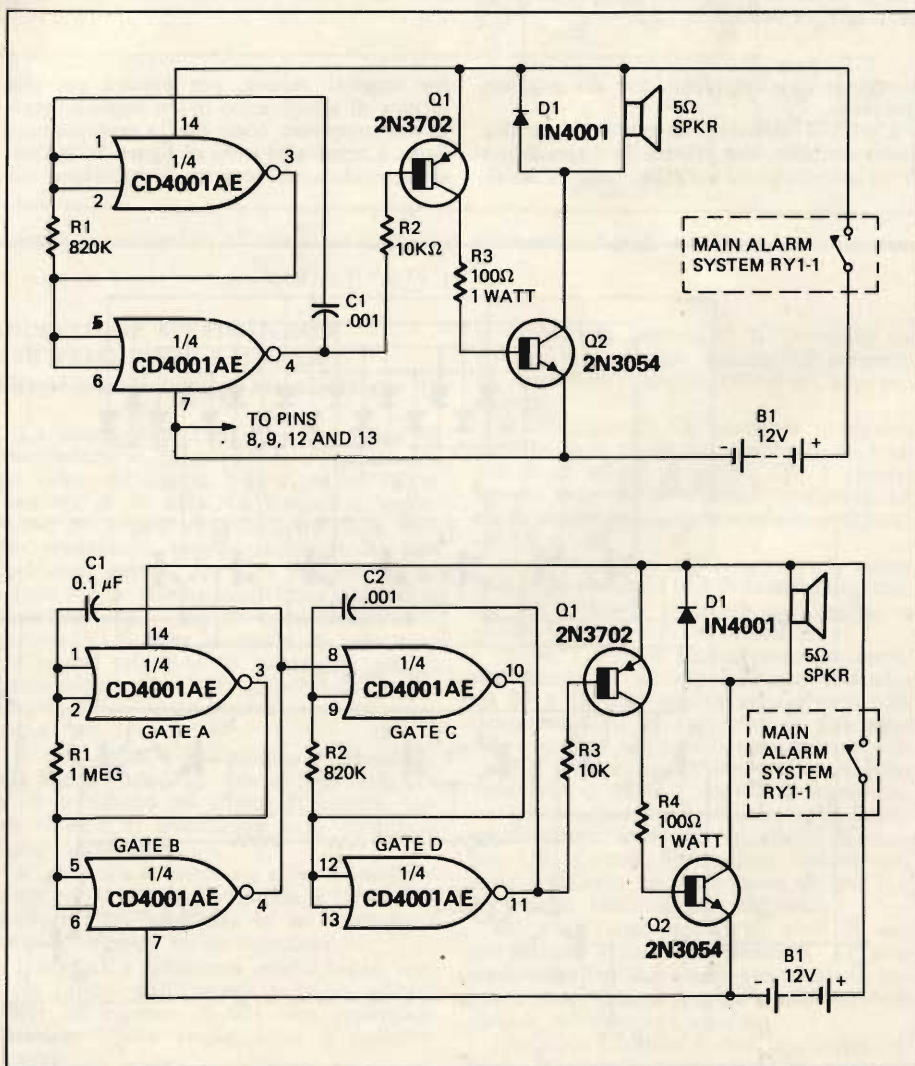


Fig. 1 - In alto, generatore di segnali di chiamata monotonale da 10 W. In basso è invece riprodotto lo schema di un analogo generatore, funzionante però ad impulsi.

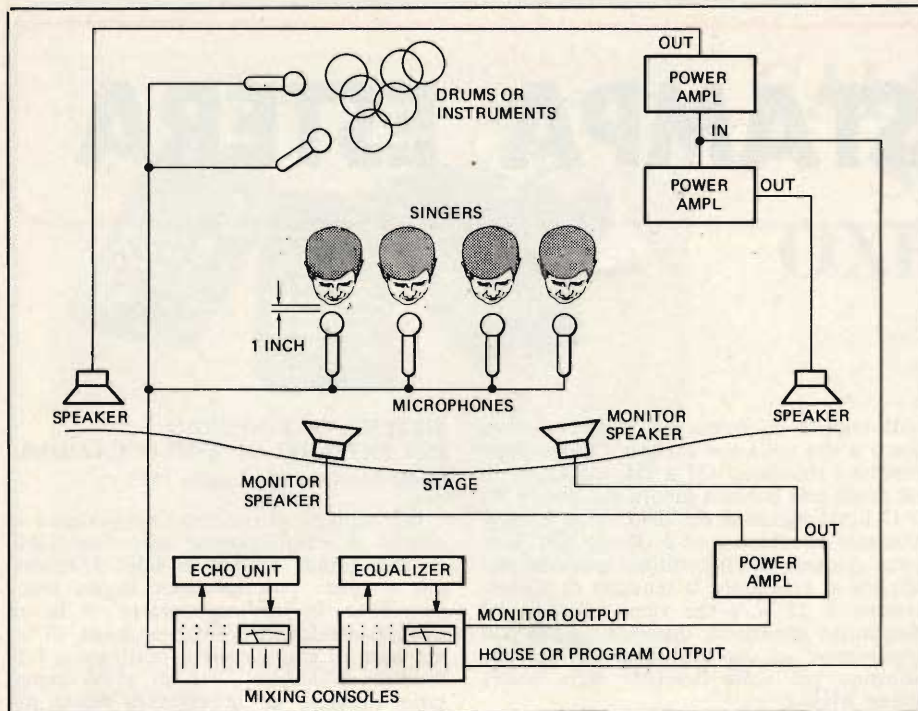


Fig. 2 - Sistema complesso di rinforzo acustico del tipo usato prevalentemente nei teatri, nelle sale da ballo, ecc.

complesse, corrispondenti cioè alle esigenze specifiche.

L'articolo descrive innanzitutto un'idea molto semplice, che prevede la disponibilità di un microfono ed eventualmente di un'al-

tra sorgente sonora, per passare poi alla tecnica di allestimento di un impianto molto più complesso, come quello rappresentato dallo schema a blocchi di figura 2: in questo secondo caso vengono usati diversi mi-

crofoni per trasformare in segnali elettrici i suoni prodotti da diverse sorgenti vocali, come pure da diversi strumenti musicali.

Sono naturalmente necessari amplificatori multipli e di grande potenza, per ottenere i livelli di riproduzione necessari affinché la resa acustica sia sufficiente in una zona di notevole estensione.

Il testo è riferito alle caratteristiche di intelligibilità dei suoni riprodotti, ai metodi per evitare le reazioni acustiche, ed ai criteri di scelta delle apparecchiature che costituiscono l'impianto, con particolare riguardo alle relazioni di impedenza di ingresso e di uscita che vanno rispettate quando i diversi dispositivi devono essere collegati tra loro in cascata.

UN CONTAGIRI A DIODI FOTOEMITTENTI Toute l'Electronique - Gennaio 1975

Il campo di applicazione dei circuiti integrati non smette di espandersi: infatti, oggi non è più possibile parlare di integrazione di componenti, bensì di integrazione di funzioni.

Quanto sopra è dimostrato tra l'altro anche dalla descrizione del metodo realizzativo di un contagiri elettronico, mediante il quale è possibile controllare — ad esempio — le caratteristiche di funzionamento di un motore elettrico, oppure il livello di riempimento di un serbatoio, ecc.

Il principio di funzionamento è comprensibile osservando lo schema della figura 3: il cuore del circuito consiste in quindici amplificatori differenziali, compresi tra P1 e P15, nei quali ciascuno stadio di sinistra viene comandato mediante la tensione variabile di ingresso U_e .

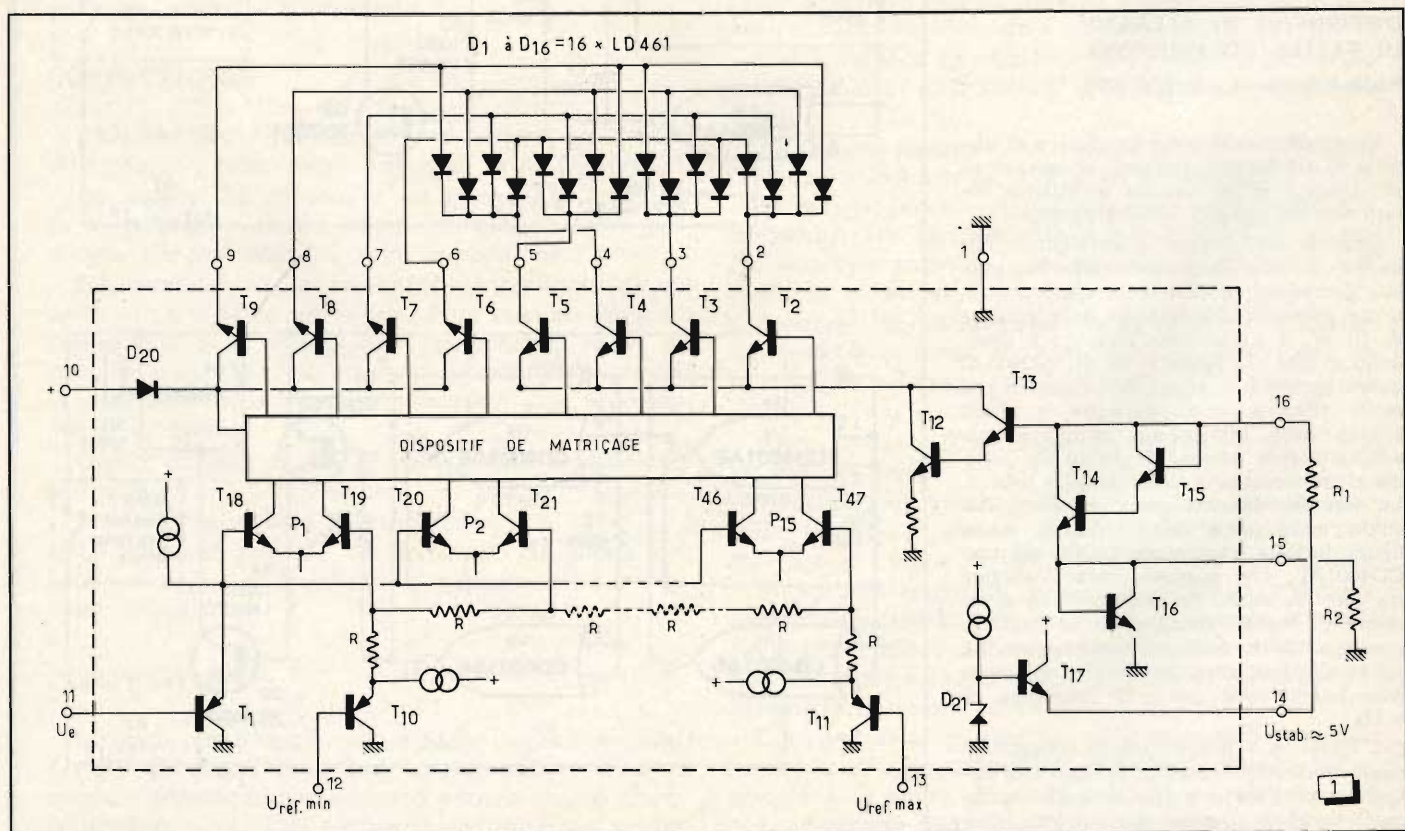


Fig. 3 - Schema del principio di funzionamento del contagiri a diodi luminescenti: questi ultimi sono previsti complessivamente in numero di 16.

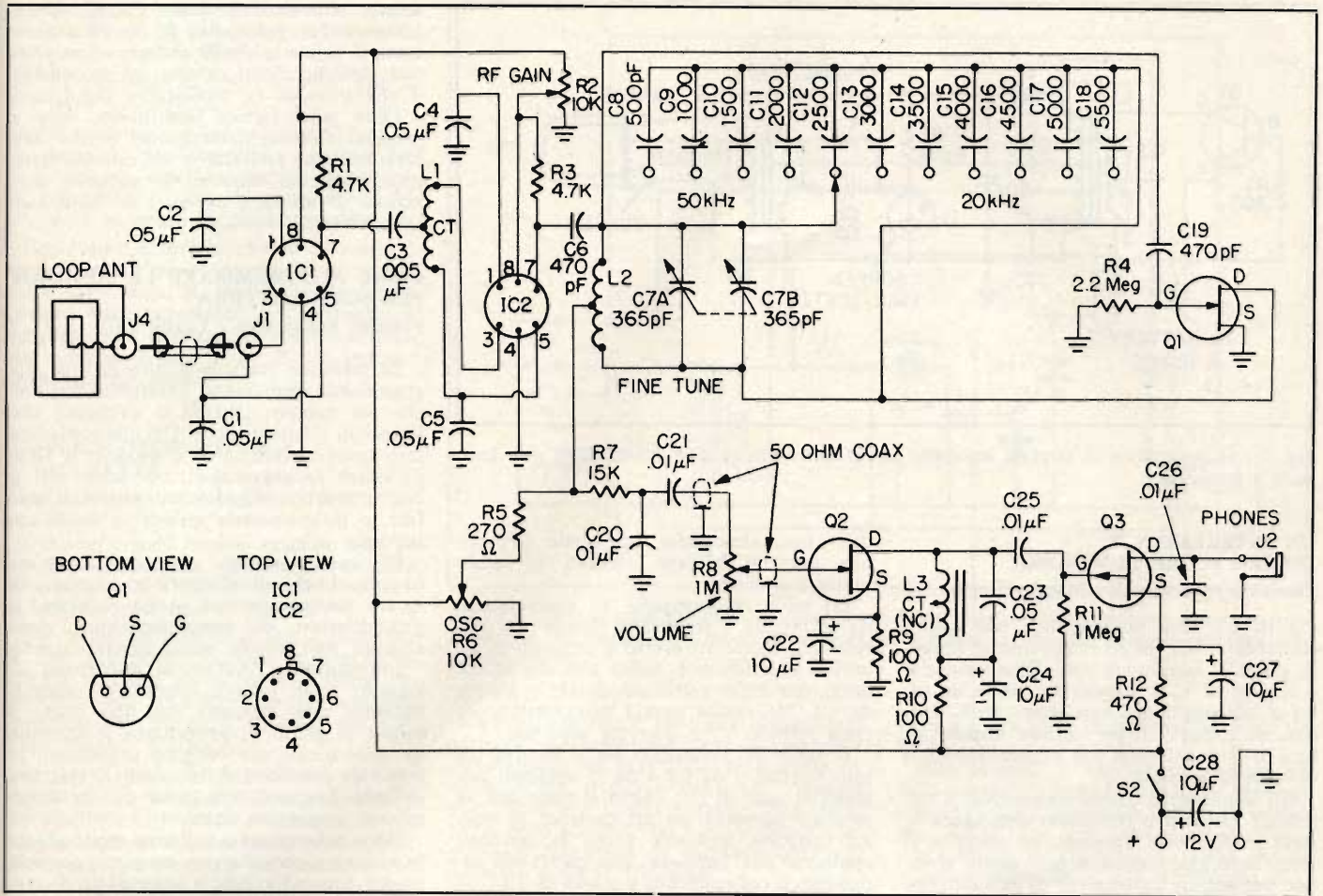


Fig. 4 - Circuito elettrico del ricevitore sperimentale a transistori ad effetto di campo ed a circuiti integrati adatto al funzionamento in VLF.

I transistori di destra sono invece collegati ai punti di connessione di un divisore di tensione a sedici resistori, che costituiscono una catena.

Le tensioni di soglia degli amplificatori differenziali, e quindi le transizioni di accensione dei diodi, vengono determinate dalle tensioni applicate alle estremità della catena resistiva.

Grazie all'impiego di preamplificatori, i tre ingressi sono del tipo ad alta impedenza. Quindi, il loro collegamento al circuito utilizzatore può essere effettuato senza arrecare danni ad altre funzioni.

I collettori degli amplificatori differenziali comandano, tramite un circuito a matrice, quattro sorgenti di tensione contrassegnate con i numeri 6, 7, 8 e 9, oltre a quattro sorgenti di corrente, corrispondenti alle uscite 2, 3, 4 e 5.

La transizione dell'accensione dei quattro primi diodi avviene come segue: il diodo che si accende è quello che riceve la tensione anodica più elevata.

Durante la transizione dei diodi quarto e quinto, la corrente passa da terminale numero 4 al terminale numero 5, e — durante il passaggio la tensione applicata al terminale numero 6 — resta bloccata. Le transizioni tra gli altri diodi si verificano in modo del tutto analogo.

Attribuendo quindi un valore numerico all'accensione di ciascun diodo luminescente, è possibile rilevare direttamente il fattore che esprime il numero di giri al minuto del motore sotto prova.

RICEVITORE SPERIMENTALE PER FREQUENZE BASSISSIME

Elementary Electronics - Maggio-Giugno '75

La banda delle frequenze bassissime di trasmissione è notoriamente compresa tra un valore minimo di 3 kHz, ed un valore massimo di 30 kHz. Le frequenze leggermente più elevate vengono usate dalla NBS per trasmettere segnali campione di tipo codificato, ma — per altri tipi speciali di servizi — la Marina Americana ha potuto accertare che i segnali appartenenti alla gamma VLF sono in grado di penetrare nell'acqua salata, e di consentire quindi trasmissioni più facili, soprattutto con i sottomarini e con eventuali equipaggi subacquei.

Il ricevitore, il cui schema è riprodotto alla figura 4, impiega due circuiti integrati, e tre transistori ad effetto di campo, con un sistema di rivelazione e di amplificazione rigenerativo.

E' possibile ottenere un volume soddisfacente per la ricezione in cuffia, e l'intero ricevitore viene racchiuso in un contenitore metallico di tipo molto compatto.

I segnali a frequenza molto bassa vengono captati dall'antenna a telaio, ed applicati all'ingresso di IC1, che costituisce il primo stadio amplificatore a radiofrequenza.

I segnali amplificati vengono applicati alla bobina L1 tramite C3, e raggiungono quindi il secondo amplificatore, IC2. L1 e

la capacità di ingresso di IC2 formano un circuito sintonizzato, mentre R2 permette di controllare l'amplificazione ad alta frequenza.

Il condensatore C6 accoppia il segnale amplificato al rivelatore, costituito dal transistor ad effetto di campo Q1. I relativi segnali vengono sintonizzati mediante L2 ed il condensatore commutabile, compreso tra C8 e C18.

In condensatore variabile C7A/B agisce invece da controllo fine della sintonia, mentre R5 controlla il punto oscillazione, e quindi la sensibilità del ricevitore.

Infine, i segnali rivelati vengono applicati tramite il filtro passa-basso costituito da R7 e da C20, nonché attraverso il condensatore C21, al controllo di guadagno R8, e quindi allo stadio amplificatore Q2.

L3 e C3 formano a loro volta un filtro attraverso il quale i segnali di bassa frequenza vengono applicati al secondo stadio amplificatore, anch'esso ad effetto di campo, Q3. Questo filtro viene sintonizzato sulla frequenza approssimativa di 800 Hz, e consente una migliore selettività.

Q2 e Q3 sono quindi gli stadi di amplificazione a frequenza acustica. Le prestazioni dell'ultimo stadio sono tali da imporre una tensione negativa relativamente elevata sull'elettrodo «drain».

L'articolo contiene i dati costruttivi, riporta la tecnica realizzativa del telaio, e — con l'aiuto di alcune fotografie — mette praticamente il Lettore in grado di effettuare la realizzazione.

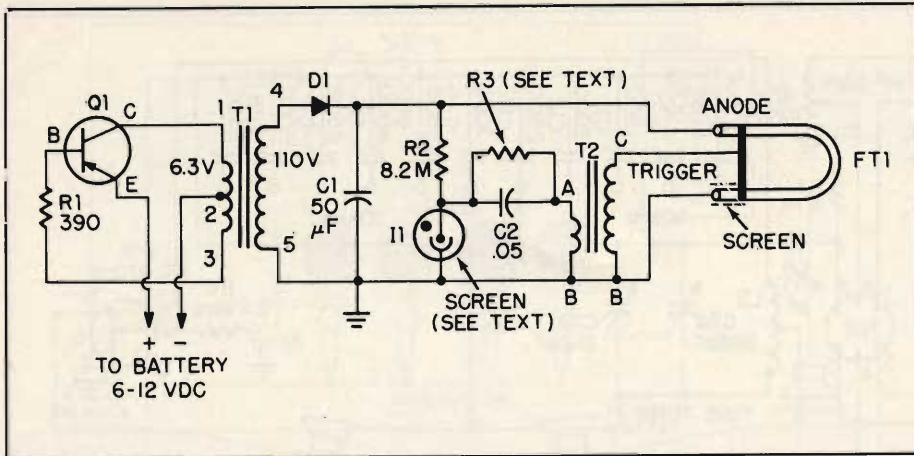


Fig. 5 - Il generatore di impulsi luminosi per la cui realizzazione viene usata una lampada a lampeggio.

UN INTERESSANTE INFORMATORE LUMINOSO

Elementary Electronics Maggio-Giugno '75

Ecco un altro progetto che può essere realizzato in un tempo relativamente breve: in grado di funzionare con alimentazione a 6 oppure 12 V, il dispositivo sfrutta un tubo a lampeggio del tipo usato negli stroboscopi fotografici, per fornire impulsi di luce di forte intensità con intervalli minimi di quattro secondi.

Gli impieghi di questo dispositivo, il cui schema elettrico è riprodotto alla figura 5, sono praticamente illimitati: ad esempio, il forte lampeggio luminoso può essere sfruttato per attirare l'attenzione di passanti, oppure per allestire un faro che può essere facilmente installato dovunque. Le sue prestazioni sono inoltre eccellenti nel campo

della macro-fotografia, nel quale è possibile ottenere brillanti risultati in modo molto economico.

Q1 ed il trasformatore T1 costituiscono un oscillatore a frequenza elevata. La corrente che scorre attraverso il primario di T1 induce una tensione molto alta nel secondario, che viene rettificata da D1 e filtrata da C1. Ne risulta perciò una tensione di circa 300-400 V, a corrente continua.

Il tubo da lampeggio ed il circuito in serie costituito da R2 e da I1 vengono collegati ai capi di C1. Mano a mano che la tensione aumenta tra gli elettrodi di questa capacità, aumenta anche la tensione applicata alla lampada, che carica C2 attraverso il collegamento a massa di T2.

Non appena la tensione raggiunge un valore sufficiente, il gas si ionizza, e costituisce un percorso a bassa resistenza verso

massa, attraverso il quale C2 si scarica. L'improvviso passaggio di corrente attraverso il primario di T2 induce a sua volta una tensione molto elevata nel secondario, il che provoca la produzione del lampo.

Oltre alla tecnica costruttiva vera e propria, riferita naturalmente anche alle caratteristiche realizzative del circuito stampato, l'articolo descrive le semplici operazioni di messa a punto, e la tecnica di installazione.

COME PROGRAMMARE LE MEMORIE PER SOLA LETTURA

Popular Electronics - Luglio 1975

Le memorie per sola lettura di tipo programmabile presentano caratteristiche uniche per quanto riguarda le eventuali realizzazioni dilettantistiche. Ciò che conferisce loro queste prerogative è proprio il fatto di essere programmabili, nel senso che il costruttore può decidere ciò che essa deve fare, e programmarla quindi in modo opportuno.

Gli unici «attrezzi» necessari consistono in una coppia di alimentatori regolati, in alcuni commutatori ed in un resistore. Il procedimento di programmazione viene chiarito nell'articolo sotto diversi aspetti.

Innanzitutto, l'Autore si preoccupa di spiegare quali sono le esigenze di organizzazione: una memoria del tipo citato è infatti in grado di «ricordare» le quantità di «bit» binari che vengono organizzati in modo da costituire delle «parole»: ciascuna di esse è quindi costituita da un determinato numero di «bit».

Dopo aver spiegato in forma molto chiara in che cosa consiste una memoria per sola lettura programmabile e suscettibile di cancellazione, l'articolo descrive alcune pratiche applicazioni, tra cui quella il cui schema è riprodotto alla figura 6: in questo circuito, le tensioni di alimentazione di +5 e di +12,5 V devono naturalmente essere molto stabili. Il commutatore S1 è del tipo a pulsante a due circuiti, di cui uno con contatti normalmente aperti, e l'altro con contatti normalmente chiusi.

S2 è invece un deviatore, mentre S3 deve essere un commutatore rotante del tipo non cortocircuitante.

Dopo aver eseguito le connessioni nel modo illustrato, la programmazione avviene come segue:

- 1 - Si predispongono S2 sulla posizione «BURN».
- 2 - Si alimenta la logica appropriata in modo da codificare opportunamente la parola.
- 3 - Si predispongono S3 sulla prima uscita di linea, lungo la quale deve verificarsi l'interruzione del fusibile secondo la programmazione derivata dalla tabella della verità.
- 4 - Si preme il commutatore S1 per circa mezzo secondo, e quindi lo si lascia. A seguito dell'interruzione del fusibile, si produce una notevole quantità di calore in una posizione ben localizzata, per cui la pressione deve essere esercitata per un tempo molto breve.
- 5 - Si lasciano passare diversi secondi per consentire il raffreddamento.
- 6 - Si predispongono S3 sull'uscita di linea successiva.
- 7 - Si ripetono le fasi 4 e 5 per ciascuna linea di uscita.

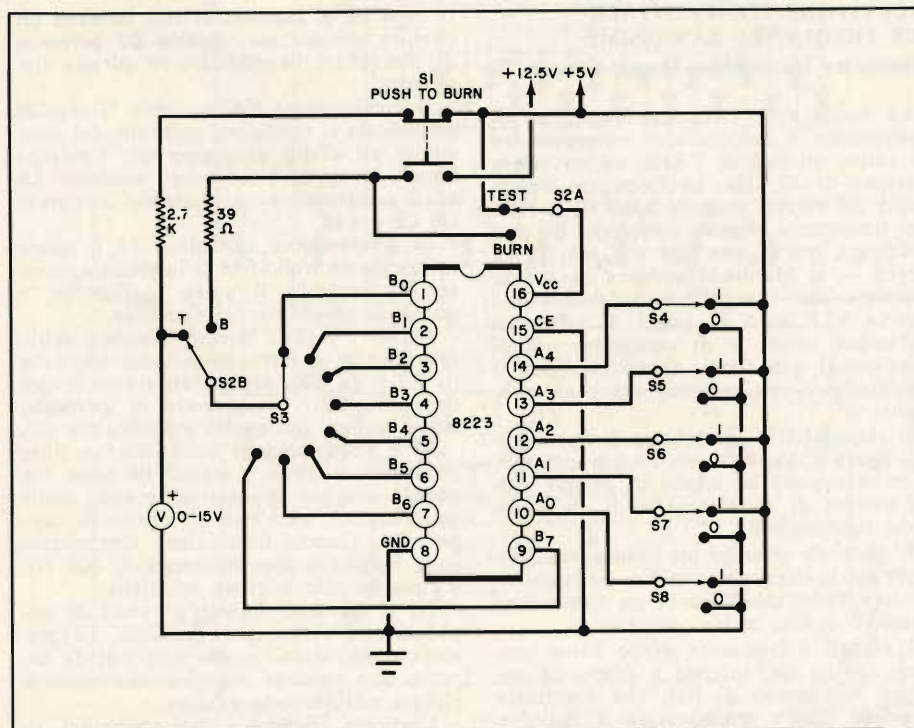


Fig. 6 - Secondo questo allestimento di programmazione, entrambi gli alimentatori devono essere del tipo regolato. Una volta programmata, la memoria può essere controllata nel modo descritto nell'articolo.

- 8 - Si agisce sui commutatori compresi tra S4 ed S8 per la logica necessaria per la seconda parola.
- 9 - Si ripetono le fasi comprese tra la terza e la settima.
- 10 - Si continua infine ad indirizzare la memoria programmabile per sola lettura per ciascuna parola successiva, ripetendo le fasi descritte, finché risulta completa la programmazione.

Dopo aver accertato che la memoria è adeguatamente programmata, si può scegliere un codice di identificazione applicandone un contrassegno sull'involucro, il che permetterà di usare la memoria in qualsiasi altra occasione in cui il suo impiego possa risultare utile.

SEMPLICE DISPOSITIVO DI SICUREZZA

Popular Electronics - Luglio 1975

Durante i mesi estivi, quando cioè la rete di distribuzione dell'energia elettrica viene sottoposta a sforzi notevoli, sono molto facili le variazioni di tensione.

Dal momento che in queste circostanze gli Enti produttori adottano misure di sicurezza e spesso riducono la tensione disponibile, può accadere che le immagini riprodotte dai televisori risultino più scendenti, instabili e sfuocate.

In questi casi, la disponibilità dell'apparecchio che viene descritto nell'articolo può risultare di notevole aiuto.

Osservando lo schema che riproduciamo alla figura 7, è possibile comprendere che un circuito sensibile alla tensione determina il funzionamento di un relè, attraverso il quale un trasformatore viene inserito o disinserito nel circuito. Il dispositivo sensibile è costituito dal dividente di cui fanno parte R1 ed R2, nonché la lampada al neon I1 ed il rettificatore controllato al silicio SCR1.

Quando S1 si trova in posizione «on»,

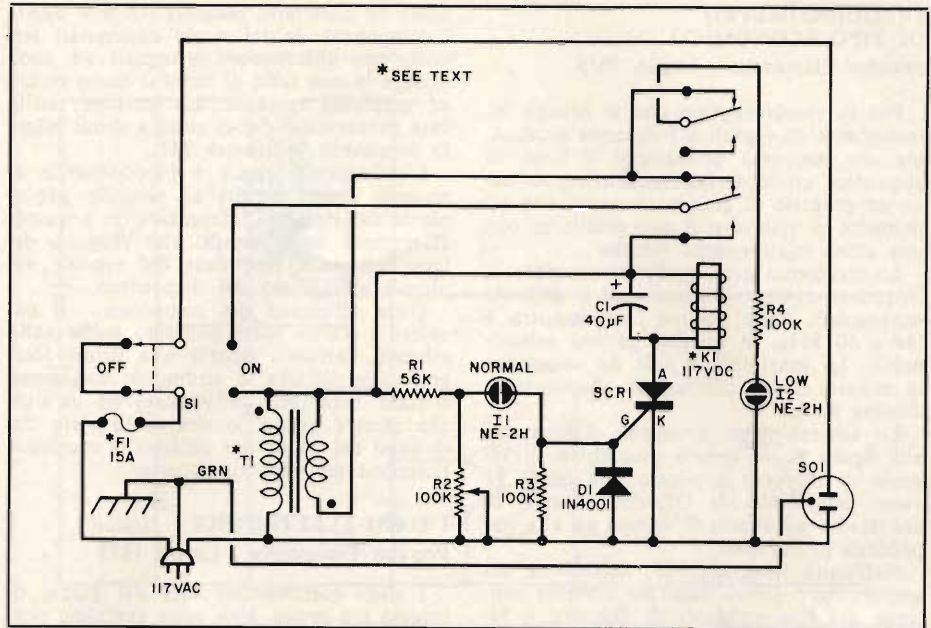


Fig. 7 - Circuito sensibile alla tensione, mediante il quale il trasformatore viene inserito o escluso dal circuito, in modo da mantenere costante la tensione durante gli eventuali abbassamenti.

la tensione di rete è applicata al partitore; partendo dal presupposto che il potenziale sia maggiore di 105 V, I1 si accende. A causa di ciò, risulta evidente che l'energia disponibile è a livello normale. Regolando R2, è però possibile far variare opportunamente il potenziale in corrispondenza del quale I1 entra in funzione.

Non appena la lampada si accende, essa applica una certa corrente all'elettrodo «gate» del rettificatore controllato che passa quindi in conduzione eccitando il relè K1. Quando ciò accade, i suoi contatti inferiori collegano la presa S01 direttamente in parallelo alla linea a corrente alternata.

C1, collegato ai capi della bobina di eccitazione, elimina la possibilità che il relè

vibri a causa della tensione proveniente da SCR1.

Non appena si verifica un'interruzione della corrente, oppure quando la tensione scende di sotto del valore limite, I1 si spegne, ed elimina l'eccitazione del rettificatore controllato. Quest'ultimo passa quindi in interdizione, ed il relè si diseccita.

In seguito a ciò, T1 viene inserito nel circuito, e collega quindi la tensione primaria e quella secondaria in serie tra loro. Questa tensione «aumentata» viene quindi resa disponibile allo zoccolo S01.

L'ampiezza della tensione disponibile dipende dal valore della tensione secondaria di T1, nonché dalla diminuzione della tensione alternata di rete.

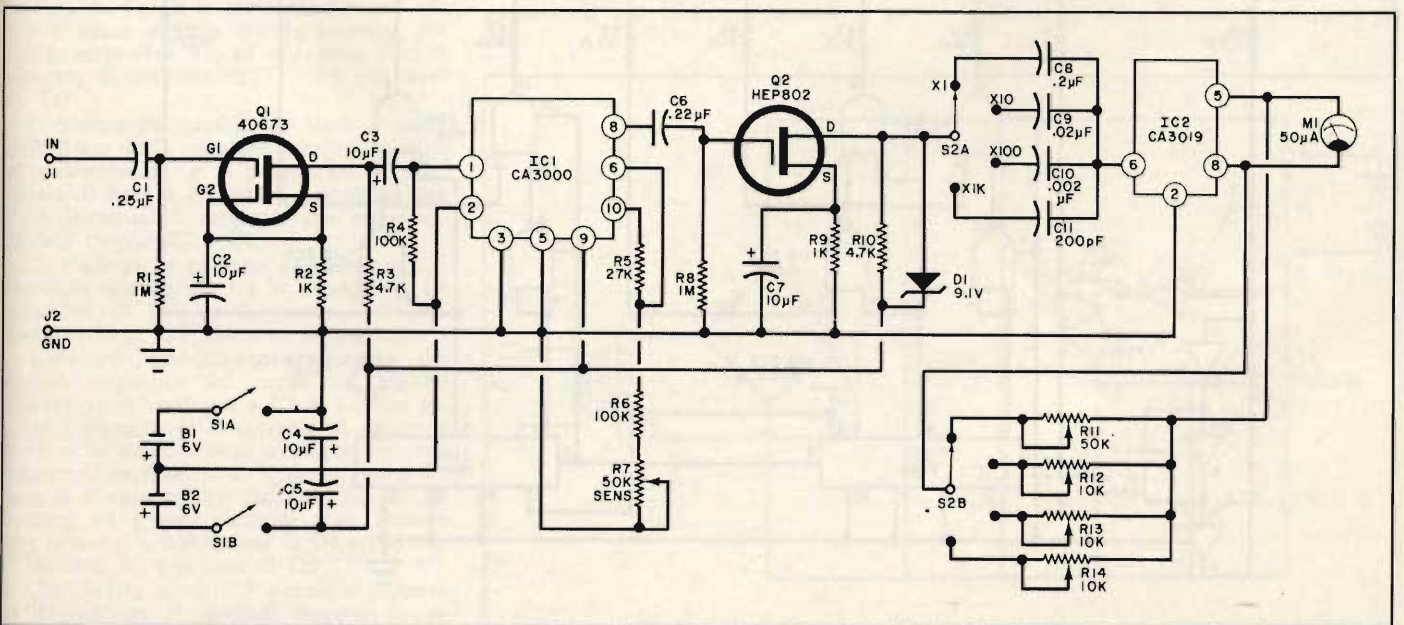


Fig. 8 - Nel frequenzimetro per frequenze acustiche, l'impiego all'ingresso di un transistor ad effetto di campo determina un valore elevato dell'impedenza: IC1 è un circuito «trigger», mentre IC2 consiste in un circuito integrato impiegante esclusivamente diodi.

FREQUENZIMETRO DI TIPO ECONOMICO

Popular Electronics - Luglio 1975

Per lo sperimentatore che si occupa intensamente di segnali a frequenza acustica, ma che non può permettersi il lusso di acquistare un moderno frequenzimetro, ecco un progetto di grande interesse, che gli permette di risolvere il suo problema con una spesa relativamente ridotta.

Lo strumento è in grado di misurare la frequenza di segnali sinusoidali o ad onde rettangolari, nella gamma compresa tra 5 Hz e 50 kHz, in quattro gamme selezionabili. La sensibilità è tale da consentire la misura anche con segnali di ampiezza minima di 0,2 V.

Lo schema dello strumento è illustrato alla **figura 8**: in questo dispositivo, il segnale di ingresso applicato alla presa J1 viene amplificato da Q1, che consiste in uno stadio ad effetto di campo ad alta impedenza di ingresso.

Nell'unità integrata IC1, contenente un amplificatore differenziale per corrente continua del tipo «trigger» di Schmitt, il segnale viene squadrato, per essere quindi ulteriormente amplificato da Q2, anch'esso ad effetto di campo. Il diodo zener D1 limita al valore massimo di 9,1 V l'ampiezza del segnale di uscita.

Il segnale passa quindi attraverso il circuito integrato a diodi IC2, che comprende alcuni condensatori commutabili (tramite

S2A) ed altrettanti resistori (tramite S2B): i componenti in tal modo commutati servono per differenziare i segnali ad onde quadre in una serie di impulsi molto ripidi, ad ampiezza costante. La tensione rettificata proveniente dal circuito a diodi pilota lo strumento indicatore M1.

L'indicazione media è proporzionale al numero degli impulsi al secondo provenienti dal circuito differenziatore, e quindi al numero degli impulsi che vengono determinati dalla frequenza del segnale applicato all'ingresso del dispositivo.

Oltre all'elenco dei componenti, il cui valore è d'altra parte precisato anche nello schema, l'articolo riporta una prima fotografia che illustra lo strumento così come è stato realizzato dall'Autore, ed un'altra che mostra invece lo strumento visto dal di sotto del telaio, per chiarire la reciproca posizione dei vari componenti.

I DADI ELETTRONICI

Popular Electronics - Luglio 1975

I dadi costituiscono uno dei giochi di origine più antica. Una volta venivano ricavati da ossa di animali, e recavano diversi tipi di caratteri sui sei lati.

Oggi sono stati realizzati anche nella versione elettronica, per cui il getto del dado (ricordate «alea jacta est») è sostituito dalla pressione di un pulsante.

La **figura 9** rappresenta lo schema elettrico completo del dispositivo, il cui prin-

cipio di funzionamento è il seguente: tre dei sei invertitori presenti nel circuito integrato IC5 sono collegati con C1 ed R2, in modo da costituire un oscillatore del tipo «clock», funzionante sulla frequenza approssimativa di 1 MHz. Un quarto invertitore, presente sempre nell'unità integrata IC5, viene usato come separatore per pilotare il primo circuito (IC1).

Questo circuito integrato è del tipo a divisione per dodici, e consiste quindi in un contatore costituito da un divisore per due (che non vien usato) e da un divisore per sei (che funziona invece normalmente).

I segnali di uscita forniti del contatore vengono decodificati da un invertitore presente in IC5, da due «gate» del tipo «NAND» presenti in IC3, e da due «gate» del tipo «AND», presenti in IC4.

Le uscite decodificate pilotano quindi direttamente i sei diodi fotoemittenti che costituiscono il lato esposto di uno dei dadi.

Il segnale disponibile all'uscita del primo dado viene usato anche per pilotare il secondo circuito, costituito da IC2, e dagli elementi restanti dell'altro circuito integrato.

Quando il commutatore S2 viene premuto, l'oscillatore viene accoppiato al primo dado, ed il suo circuito funziona attraverso i suoi stati con una rapidità di un milione di volte al secondo. Il secondo dado esplora invece i suoi possibili stadi alla frequenza di circa 166.000 volte al secondo. Non appena S2 viene lasciato li-

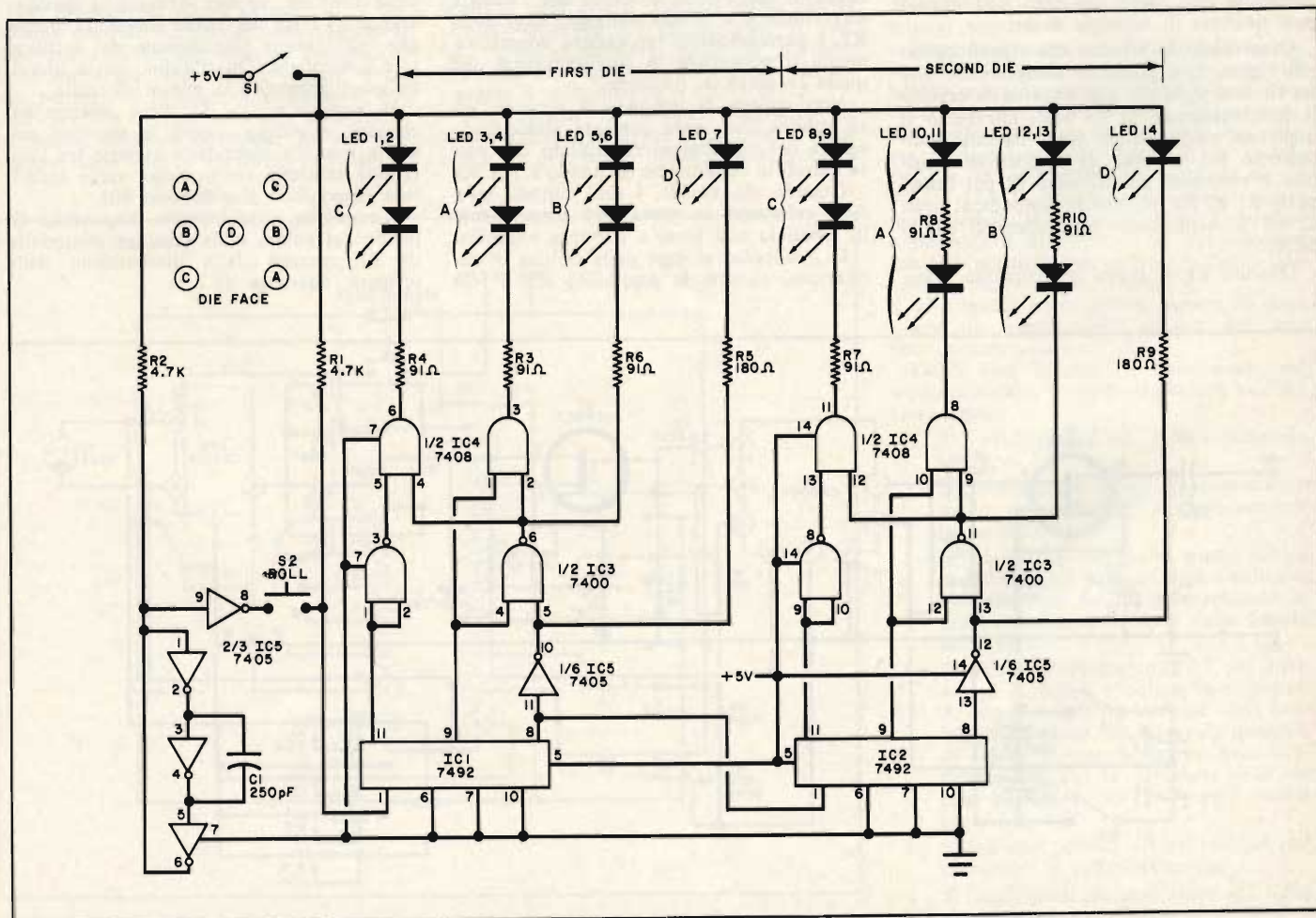


Fig. 9 - Tre invertitori costituiscono un oscillatore funzionante sulla frequenza di 1 MHz, mediante il quale vengono contati gli impulsi di uscita, riprodotti direttamente tramite diodi fotoemittenti per simulare le indicazioni fornite dai dati.

bero, l'indicazione numerica ottenuta attraverso i due lati esposti della coppia di dadi può essere considerata effettivamente casuale, in quanto sussistono per ciascuna combinazione le medesime probabilità che sussistono con una coppia di dadi teoricamente bilanciati, e quindi perfetti.

L'articolo riporta la disposizione dei componenti sulla bassetta di supporto, e precisa anche le caratteristiche realizzative del circuito stampato, con un disegno che produce le tracce di rame presenti sul lato opposto a quello dei componenti. Infine, è stato aggiunto un particolare che, sempre con il sistema elettronico, permette di usare il dispositivo con una tecnica molto simile a quella con la quale i dadi veri e propri vengono gettati.

UN CONVERTITORE A TRANSISTORI CON RAPPORTO DI TENSIONE VARIABILE

Wireless World - Novembre 1975

I circuiti convenzionali degli invertitori funzionanti ad onde quadre forniscono in uscita una tensione di ampiezza proporzionale a quella di alimentazione a corrente continua. Il rendimento di questi dispositivi non può mai superare il 50%, a causa dell'effetto di limitazione della tensione e delle perdite nei componenti.

Il circuito descritto nella rubrica «Circuit Ideas», che riproduciamo alla figura 10-A, può caricare un condensatore con una tensione che parte dal valore zero, con rendimento maggiore dell'80%.

Quando si fa uso di uno stabilizzatore in serie di tipo convenzionale per ridurre al valore di 5 V la tensione di 9 V fornita dalla batteria, il rendimento medio, considerando di 6 V la tensione limite della batteria, è pari soltanto al 67%. L'impiego di questo invertitore aumenta la durata della batteria in due modi distinti: ciò permette innanzitutto un maggiore rendimento ed in secondo luogo l'impiego della batteria fino ad un valore più basso della tensione nominale.

La corrente primaria di T1 viene controllata da Tr1, e le oscillazioni hanno inizio a causa di una debole corrente che scorre attraverso R1, ed attraverso l'avvolgimento di reazione di T1, fino alla base di Tr1.

Il transistor cambia di stato a causa dell'effetto della reazione positiva dovuta al trasformatore, e la polarizzazione principale di base è dovuta alla presenza dell'avvolgimento di reazione, che viene applicata tramite R2 e T2.

In sostanza, la corrente di collettore corrisponde alla somma tra la corrente di eccitazione di base e la corrente di magnetizzazione, che aumenta linearmente.

L'energia immagazzinata a causa del campo magnetico del nucleo del trasformatore viene trasferita a C1, e — non appena l'intensità della corrente si riduce a zero — le tensioni degli avvolgimenti crollano, e le oscillazioni si ripetono finché C1 non si è nuovamente caricato, fino ad assumere tra i suoi elettrodi una tensione che provoca la conduzione di D4 attraverso il resistore R3 e la base di Tr2.

Con questo circuito è possibile ottenere la produzione di tensioni maggiori o inferiori rispetto a quella prodotta della batteria, pur restando costante il rendimento per tutta la durata della batteria stessa.

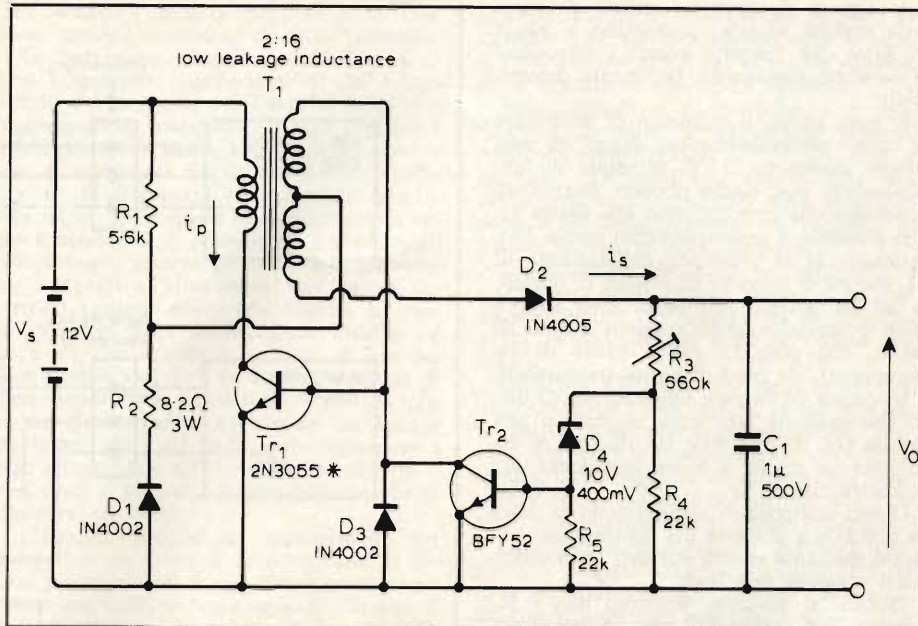


Fig. 10-A - Schema elettrico del convertitore a transistori a rapporto di tensione variabile.

UN INTERESSANTE CARICA-BATTERIE

Wireless World - Novembre 1975

Nella stessa rubrica di W.W. viene descritto anche il carica-batterie il cui schema completo è riprodotto alla figura 10-B: questo circuito è di grande utilità per caricare quattro elementi al nichel-cadmio del tipo D, collegati in serie tra loro, con una corrente costante e con un effetto automatico di limitazione della tensione.

Il transistor BC301 si comporta come una sorgente di corrente, e la sua tensione di base viene stabilizzata al valore di circa 3 V, mediante l'impiego di due diodi fotoemittenti, che possono essere usati anche per indicare le condizioni di carica.

Il transistor tipo 2N3638 determina la limitazione della tensione portando lo stadio BC301 in interdizione quando V_c si approssima alla tensione presente ai capi

del ramo di 1 kΩ del divisore di tensione.

Con i valori illustrati dei componenti, la carica avviene con una corrente di 260 mA con bassi valori di V_c , con una corrente di 200 mA quando la tensione è di 5 V, e si riduce virtualmente a zero non appena V_c assume il valore di 6,5 V.

SISTEMA DI ACCENSIONE CON SENSORE OTTICO

Wireless World - Novembre 1975

Il sistema di accensione a scarica capacitiva permette di eliminare la maggior parte dei problemi che si riscontrano di solito nei sistemi di accensione di tipo convenzionale, oltre a conservare la facoltà di invertire la polarità.

Il caso della combinazione del sistema a scarica capacitiva con una sorgente di temporizzazione priva di contatti elettrici è già

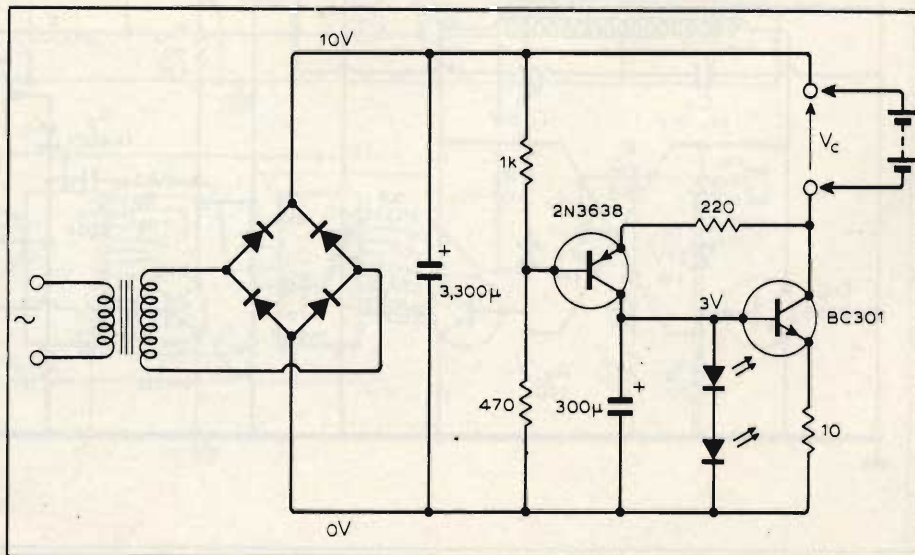


Fig. 10-B - Circuito elettrico completo del semplice carica-batterie adatto alla ricarica contemporanea di quattro elementi al nichel-cadmio della dimensione «D».

stato oggetto di numerosi articoli da parte della stampa tecnica, soprattutto a causa del fatto che vengono evitati i dispositivi di carattere meccanico, facilmente deteriorabili.

E' però giunto il momento di descrivere un altro perfezionamento, degno di non minore attenzione, il cui principio di funzionamento può essere dedotto osservando lo schema che riproduciamo alla **figura 11**.

Il principio è sostanzialmente quello convenzionale, se si prescinde dall'aggiunta di C1, che ha il compito di evitare la tendenza ad un innescò arbitrario, e di sopprimere le variazioni della tensione elevata di carica, che possono essere causa di inconvenienti, sia pure di entità trascurabile.

In questa particolare applicazione, il diodo fotoemittente D10 viene eccitato a partire da D9, tramite R19. Lo stadio Tr6 costituisce un carico a bassa impedenza per il fototransistore Tr7.

Questi componenti costituiscono la testina sensibile a distanza del distributore, collegata mediante cavetti normali (non schermati) all'unità principale.

Quando il percorso luminoso non è interrotto, Tr5, Tr6 e Tr7 sono in interdizione, mentre Tr3 e Tr4 sono in stato di saturazione.

Non appena una luce di intensità sufficiente colpisce Tr7, la tensione ai capi di R14 supera il valore di circa 3 V; ne consegue un'azione rigenerativa, a seguito della quale Tr5 conduce, mentre Tr4 rimane in interdizione. La tensione presente ai capi di D9 aumenta perciò di 0,5 V, aumentando l'intensità della corrente che scorre attraverso D10.

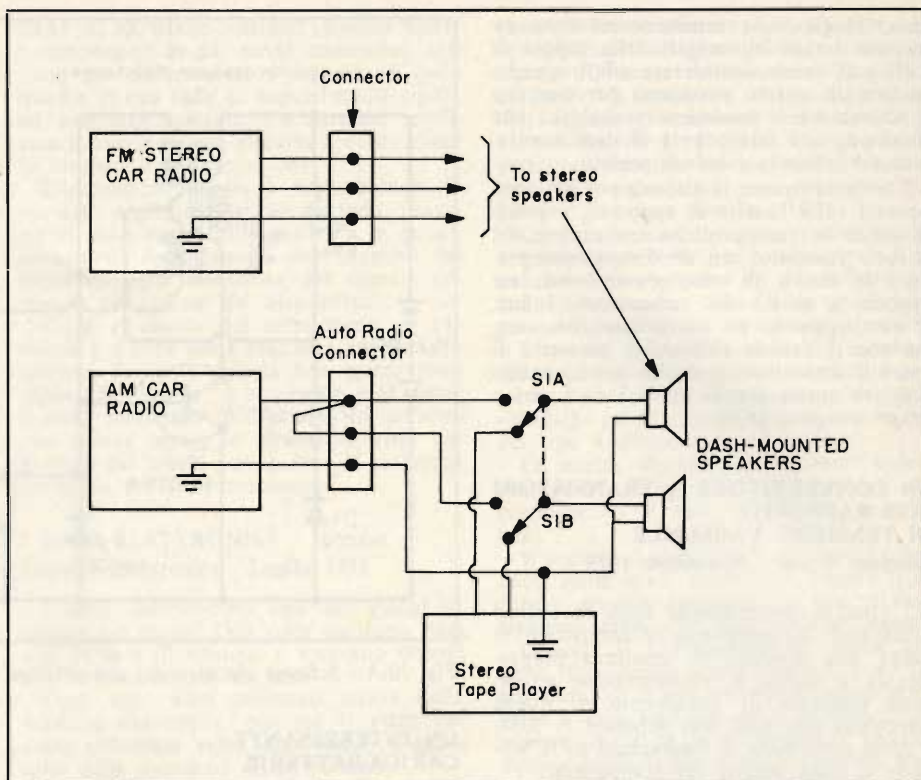


Fig. 12 - Connessioni da eseguire tra una coppia di altoparlanti installati a bordo di un'automobile e l'uscita di un ricevitore radio stereo a modulazione di frequenza oppure di un ricevitore normale a modulazione di ampiezza. In basso è rappresentata l'uscita di un giranastri di tipo stereofonico.

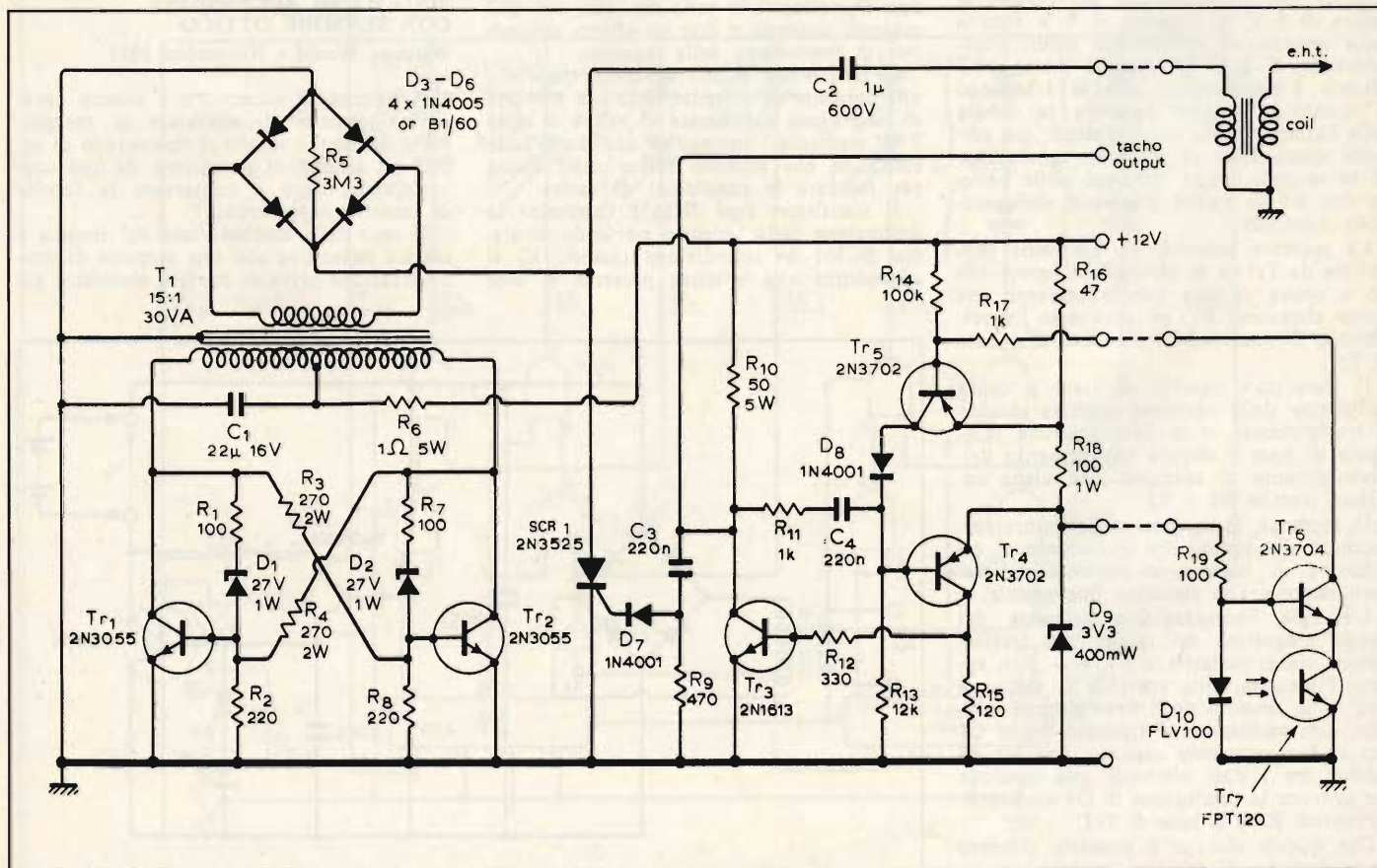


Fig. 11 - Circuito dell'impianto di accensione elettronica per motori a scoppio, provvisto di sensore ottico costituito dal diodo fotoemittente e dal fototransistore TR7.

Ciò garantisce un effetto positivo di commutazione fino ad un regime di rotazione nullo (motore spento).

L'articolo occupa uno spazio redazionale di oltre quattro pagine, e contiene — oltre all'elenco dettagliato dei componenti, ed alle caratteristiche costruttive del circuito e della basetta di supporto di tipo stampato — anche le norme di installazione e numerose fotografie che illustrano l'apparecchio montato, ed il metodo più razionale di collegamento all'impianto elettrico della vettura.

INSTALLAZIONE DI UN GIRANASTRI IN AUTOMOBILE Radio TV Repair 1975

Può darsi che il risultato non sia confrontabile con quello offerto da un impianto ad alta fedeltà, ma — comunque lo si consideri — un giranastri in automobile consente la disponibilità di ore di ascolto musicale, senza dover continuamente ritoccare la sintonia, con la possibilità inoltre di scegliere le musiche preferite.

Naturalmente, se a bordo dell'autovettura c'è già un radio ricevitore, è possibile sfruttare il medesimo altoparlante, e persino gli stessi altoparlanti se si tratta di un ricevitore stereo. E' comunque chiaro che nel primo caso le fasi di installazione sono più semplici, poiché si tratta sostanzialmente di commutare la sorgente di segnale tra l'apparecchio radio ed il giranastri.

L'articolo non è per coloro che si rivolgono ad un tecnico specializzato per l'installazione: l'Autore si rivolge a chi esegue

direttamente l'installazione, e dà alcuni preziosi consigli, corredati da utili fotografie.

In particolare, quando è preferibile sfruttare i medesimi altoparlanti di cui è corredato il ricevitore, per l'ascolto della musica registrata, sussistono le due possibilità evidenziate alla **figura 12**: in alto si osserva che all'uscita del ricevitore stereo a modulazione di frequenza è disponibile una linea tripla, nella quale un conduttore fa capo a massa, ed è comune ad entrambi gli altoparlanti, mentre gli altri due forniscono i segnali all'altoparlante del canale destro ed a quello del canale sinistro. La parte inferiore della stessa figura illustra invece ciò che accade quando si fa uso dei due altoparlanti per un ricevitore radio di tipo monofonico. In entrambi i casi, si tratta semplicemente di aggiungere un doppio deviatore (S1A ed S1B), per commutare i due altoparlanti all'uscita di un circuito o dell'altro, a seconda del programma che si desidera ascoltare.

L'articolo precisa le caratteristiche dei conduttori da usare, e descrive tutte le misure precauzionali di cui è necessario tener conto per evitare inconvenienti durante il funzionamento, soprattutto a causa delle vibrazioni meccaniche.

UN DIAPASON ELETTRONICO

Practical Electronics - Novembre 1975

Il diapason è un utilissimo strumento, generalmente costituito da un corpo in acciaio termostabile, usato soprattutto dagli accordatori di strumenti musicali (pianoforti, organi elettronici, ecc.), in quanto

fornisce una nota fondamentale, rispetto alla quale è possibile accordare tutte le altre, a patto naturalmente che si sia in possesso della necessaria sensibilità musicale.

Tale operazione di accordatura è però riservata di solito a pochissime persone, particolarmente dotate, il cui orecchio è esercitato al punto tale che — alla fine del lavoro — l'accordatura delle note corrispondono infallibilmente ai rapporti di frequenza con la nota campione.

L'apparecchio descritto nell'articolo che recensiamo mette invece chiunque in grado di eseguire tali operazioni di taratura, anche se non dispone della necessaria abilità.

La **figura 13-A** riproduce lo schema elettrico del generatore, mentre la **figura 13-B**, ne illustra la sezione di alimentazione. Vengono impiegati prevalentemente circuiti integrati, con l'aggiunta di quattro soli transistori, che svolgono funzioni che non possono essere svolte dalle unità integrate.

L'oscillatore principale è del tipo Colpitts: il condensatore addizionale C3 in serie all'induttanza L1 consente un sostanziale miglioramento agli effetti della stabilità di frequenza dell'oscillatore rispetto alle variazioni dei parametri che possono verificarsi nei transistori a causa di variazioni termiche e della tensione di alimentazione.

Il rapporto tra i valori di C4 e C5 è di fondamentale importanza per migliorare il fattore «Q» dell'intero generatore.

L'induttanza L1 è di tipo standardizzato, ed è adatta a funzionare su di una frequenza di 470 kHz.

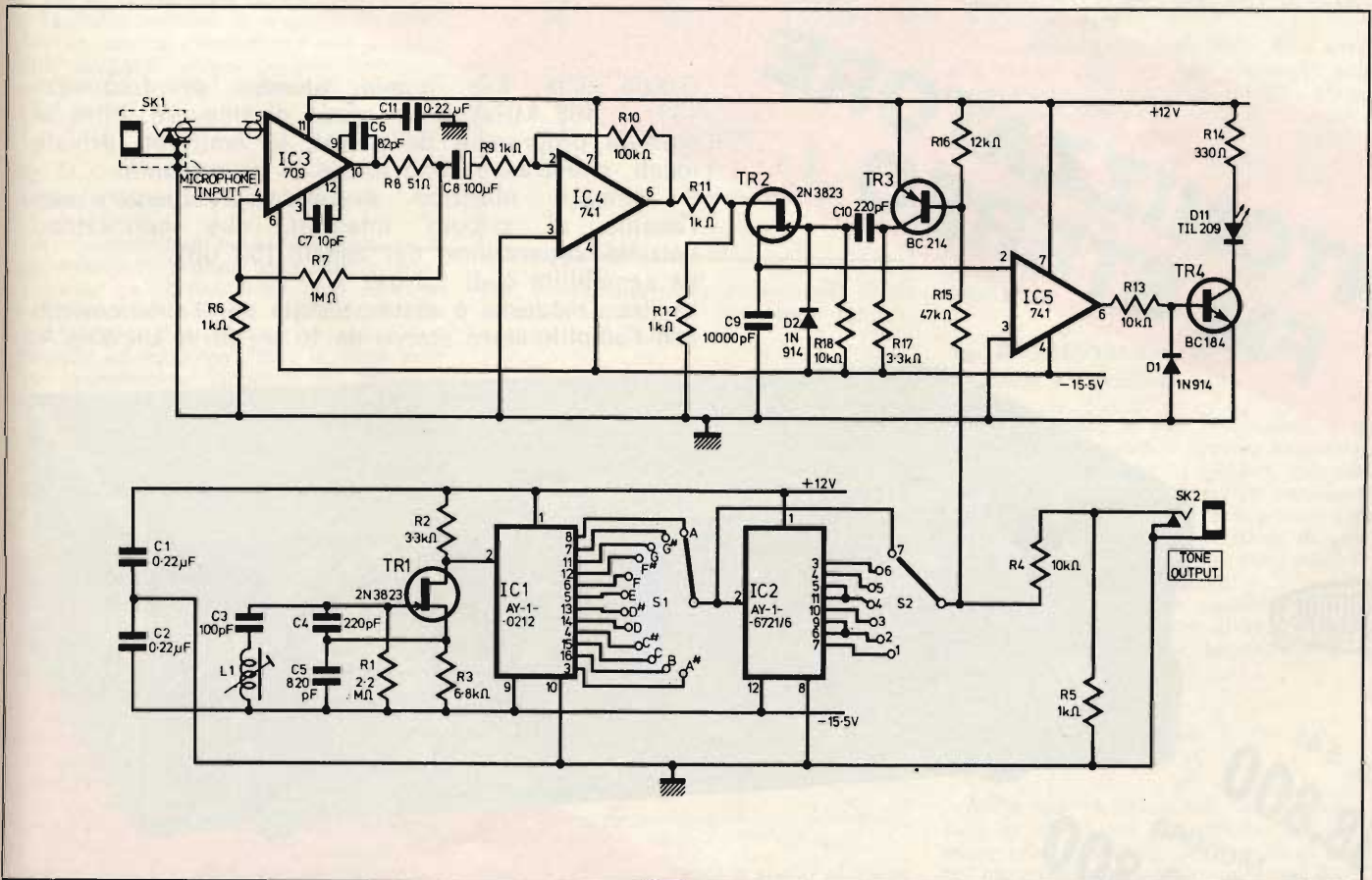


Fig. 13-A - Il diapason elettronico è un dispositivo che può essere facilmente allestito impiegando complessivamente cinque circuiti integrati, e quattro transistori.

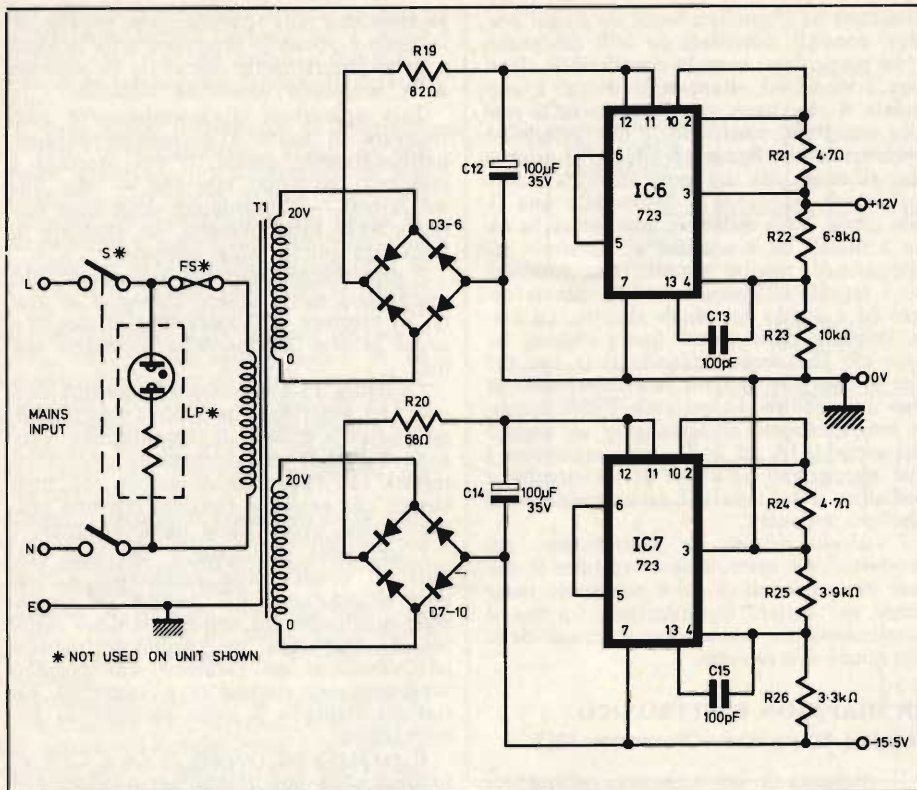


Fig. 13-B - Per poter alimentare adeguatamente il diapason elettronico di figura 13-A è necessario aggiungere l'alimentatore avente le caratteristiche illustrate in questo schema.

Il valore elevato dell'impedenza di ingresso dei «chip» integrati permette il collegamento diretto all'elettrodo «drain» di Tr1, eliminando quindi la necessità di ricorrere ad uno stadio separatore.

Il segnale fornito da IC2 passa attraverso l'attenuatore costituito da R4 e da R5, che riduce l'ampiezza di 12 V del segnale ad un livello adatto alle caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore.

Il segnale da confrontare, che giunge all'apparecchio attraverso un microfono (tramite la presa SK1) viene amplificato da IC3, con un guadagno pari a 1.000.

L'uscita di IC3 viene accoppiata ad IC4, che amplifica con un fattore ulteriore pari a 100.

Questi due stadi impiegano amplificatori operazionali in configurazioni standard.

Sostanzialmente, si tratta di creare un battimento tra il segnale prodotto dallo strumento da accordare e quello prodotto internamente al generatore, fino ad ottenere la coincidenza delle frequenze, in modo da determinare con la massima esattezza possibile il valore ideale.

Naturalmente, in sostituzione del normale microfono è possibile usare anche un captatore magnetico, se si tratta di stabilire la frequenza di funzionamento di corde di tipo metallico.

Anche in questo caso, l'articolo contiene numerose illustrazioni che chiariscono la tecnica costruttiva, e viene completata con una tabella che raggruppa i valori esatti delle frequenze delle note principali che appartengono alla gamma musicale.

SINTONIZZATORE FM STEREO

Grazie alla sua ampia gamma di frequenza (88 ÷ 108 MHz), è in grado di ricevere, oltre ai normali programmi della RAI, le emittenti private locali, che trasmettono anche in stereofonia.

Il circuito elettrico è stato realizzato con l'ausilio di circuiti integrati, che permettono l'ottima separazione dei canali (30 dB).

La sensibilità è di 1,5 µV.

La linea moderna è stata studiata per l'abbinamento con l'amplificatore stereo da 10 + 10 W UK 535/A.



Kit UK 541

L. 38.800

UK 541W Montato

L. 48.800



IDEATO APPOSITAMENTE
PER RICEVERE LE EMITTENTI PRIVATE

I LETTORI CI SCRIVONO

a cura di P. SOATI

Sig. J. B. WADDINGTON - Napoli
Emissioni radiofoniche

Per inviare il rapporto di ricezione alla stazione a cui Ella fa riferimento e ricevere la relativa OSL, dovrà indicare nell'indirizzo soltanto il nome della stazione stessa e quello della località che viene per l'appunto annunciata durante le emissioni.

La risposta le giungerà certamente dopo alcuni mesi.

Sig. D. BRUNI - Napoli
Oscillografo giapponese

Evidentemente la sigla KYOWA riportata sul registratore oscillografico in suo possesso si riferisce alla casa costruttrice il cui indirizzo è il seguente: KYOWA ELECTRONICS INSTRUMENTS - 1219, Shimofuda - cho, Chofu-shi, Tokyo, Giappone.

Non so se tale ditta ha un rappresentante in Italia, pertanto le consiglio di richiedere lo schema direttamente alla suddetta ditta allegando alcuni coupon internazionali per la risposta, acquistabili presso gli uffici postali.

Sig. D. CAU - Cagliari
Anomalia in un ricevitore a valvole

Il ricevitore francese in suo possesso, di cui riporto lo schema dello stadio finale inviatomi in visione, negli anni quaranta era considerato uno dei migliori sul mercato europeo. Attualmente il suo valore riprende ad aumentare non in virtù delle sue caratteristiche circuitali ma per questioni di antiquariato...

Il fatto che sostituendo le due EL41, che costituiscono lo stadio finale in push-pull, sia aumentata sensibilmente la potenza, senza ridurre la distorsione, è certamente dovuto ai seguenti motivi: l'avvolgimento di placca di una delle due EL41 comporta una presa intermedia mediante la quale il condensatore C₃ è collegato alla griglia dell'altra EL41; inoltre occorre tenere presente che lo stadio funziona in classe AB1 sovrapolarizzato e che esiste un complesso sistema di controreazione, non riportato sullo schema di figura 1, con regolazione separata degli acuti e dei bassi, che va a terminare sul catodo della EBC41.

Il fatto che controllando le tensioni abbia riscontrato una sensibile tensione positiva, di valore differente, sulle griglie delle due EL41 fa ritenere che i due condensatori di accoppiamento C₂ e C₃ abbiano una enorme fuga la quale provoca certamente una riduzione della resistenza, che se misurata risulterà inferiore ai 3 o 4 MΩ. Ciò è confermato dal fatto che questi due com-

ponenti, come gli altri elencati, sono originali, cioè non hanno meno di 40 anni di vita! Tale stato di cose spiega altresì il fatto che le due EL41, essendo state costrette a funzionare in uno stato di anomalia si siano esaurite nel giro di 2 anni mentre le originali avevano la stessa vita del ricevitore stesso.

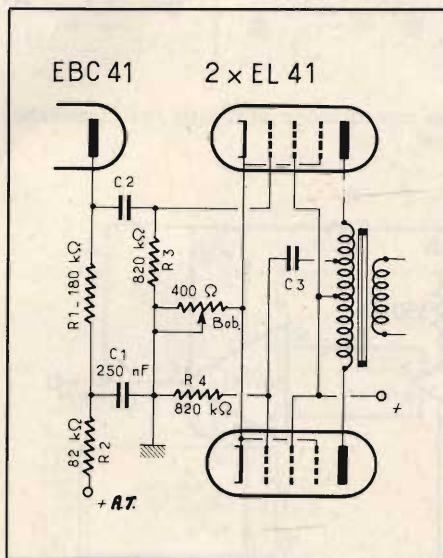


Fig. 1 - Circuito finale in push-pull di un ricevitore a valvole, con bassa resa in potenza e distorsione.

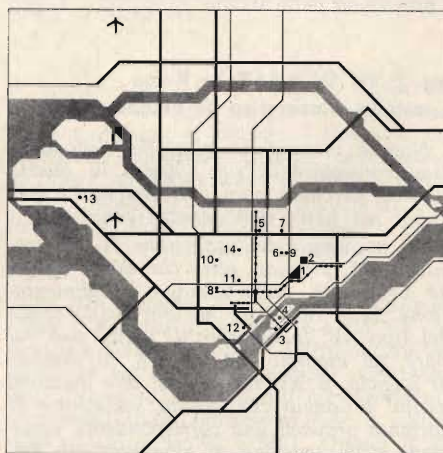


Fig. 2 - Villaggio, parco e stadio olimpico di Montreal Canada dal quale verranno effettuate le radiotelecronache dei giochi olimpici 1976 (17 luglio - 1° agosto).

Sig. G. CARDONE - Genova
Emissioni radiofoniche dal Canada e Olimpiadi

Il Canada già da alcuni anni ha cessato di trasmettere notiziari in lingua italiana continuando le emissioni per l'Europa in lingua inglese, francese e tedesca, le quali dal 7 marzo al 1° maggio hanno il seguente andamento:

Frequenze: 11720 kHz, 9655 kHz, 7155 kHz, 6135 kHz, 6125 kHz.

Francese: 0600 ÷ 0620; 0640 ÷ 0700; 0720 ÷ 0740; (ore GMT)

Inglese: 0620 ÷ 0640; 0700 ÷ 0720; 0740 ÷ 0800.

Tedesco: 11820 kHz, 15325 kHz, 7235 kHz, 5995 kHz - 1715 ÷ 1800.

Tedesco: 809 kHz, 90.2 MHz - 1815 ÷ 1900.

Francese: 11895 kHz, 9640 kHz, 6145 kHz - ore 2000 ÷ 2057.

Inglese: 11895 kHz, 9640 kHz, 6145 kHz, ore 2100 ÷ 2157.

L'emissione Club degli amici del Canada allò DX, è effettuata ogni domenica nella trasmissione delle ore 2000 ÷ 2057. Durante i giochi Olimpici, che come è noto si svolgeranno a Montreal dal 17 luglio al 1° agosto di quest'anno, saranno effettuate delle emissioni speciali di cui daremo notizia.

La figura 2 mostra la piantina del villaggio olimpico di Montreal dal quale verranno fatte le principali cronache radio-televisive.

Sig. B. TREVISANI - Cavalicco
Emissioni TV svizzere

Dalla località in cui Ella risiede è assolutamente impossibile ricevere direttamente le emissioni televisive svizzere. Ciò, molto probabilmente sarà possibile installando un'antenna con relativo convertitore che permetta di ricevere le emissioni di qualcuno dei vari ripetitori che sono stati installati nella regione veneta.

Notizie più precise in merito potrà averle dai tecnici del punto di vendita della GBC Italiana di Udine, la cui sede è in Via Volturmo, 80.

Sig. G. ROCCO - Torino
Impianto centralizzato TV

Nella sua richiesta non si comprende bene se l'impianto centralizzato TV deve essere rifatto ex novo, usufruendo di parte del materiale in suo possesso oppure debba essere ampliato, come numero di utenti.

I convertitori a sua disposizione sono certamente validi, tenuto conto che pre-

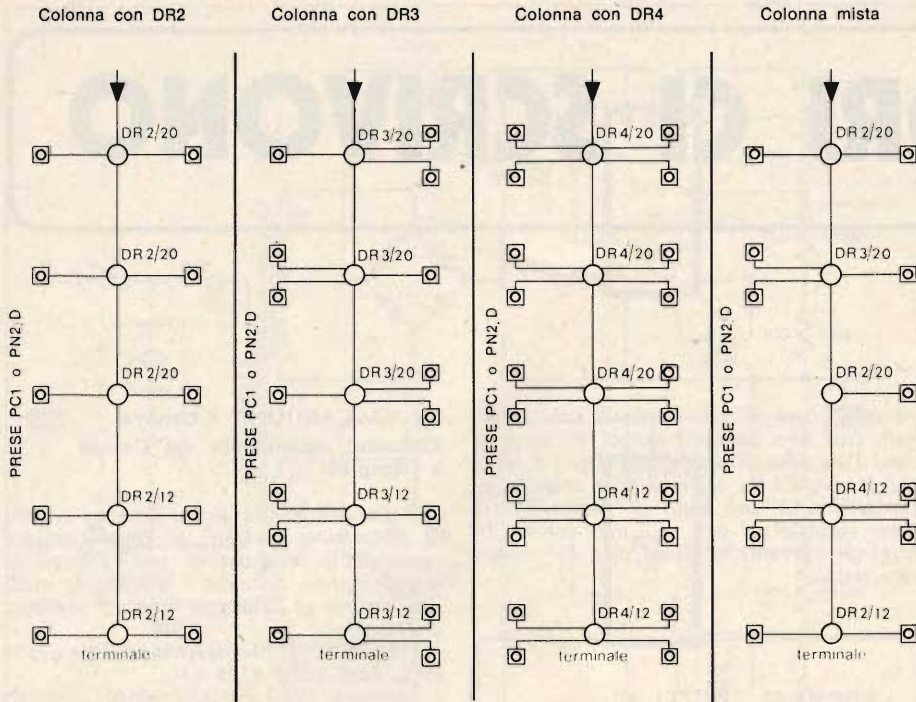


Fig. 3 - Esempio d'impiego dei derivatori, per la composizione di diversi tipi di colonne. Le sigle si riferiscono ai componenti della Prestel.

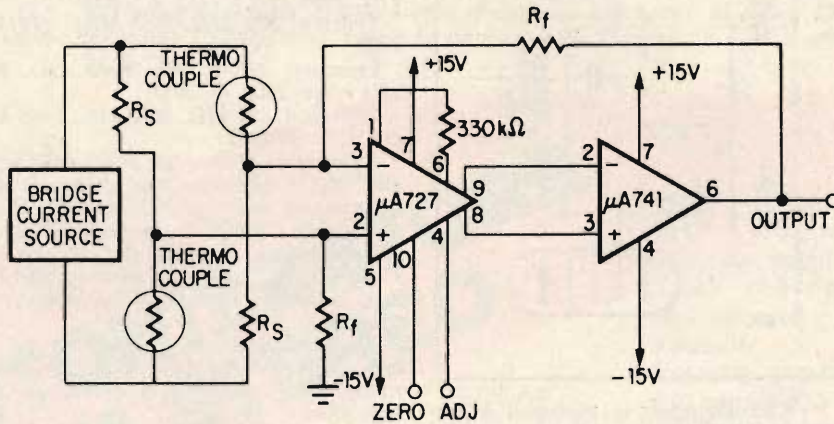


Fig. 4 - Amplificatore trasduttore in corrente continua a bassissima deriva, che costituisce un amplificatore stabilizzato con chopper, con precisione dello 0,01%.

vedendo la miscelazione dei due programmi italiani, di quelli svizzeri e di Montecarlo.

Il centralino contenente il convertitore e l'amplificatore dovrà essere installato in un locale riparato dalle intemperie il più vicino possibile all'antenna ed in posizione centrale rispetto al fabbricato da servire, e soprattutto lontano da fonti di calore. Le prese di utente ovviamente dovranno fare capo al relativo divisore come mostra la figura 3 che si riferisce alla realizzazione di differenti tipi di colonne.

Tenuto conto della incompletezza dei dati a disposizione, per guadagnare tempo, la consiglio di chiedere ulteriori informazioni ai tecnici della GBC Italiana della sede di Torino oppure richiedendo la relativa documentazione alla PRESTEL, Corso Sempione, 48 - Milano il cui materiale è disponibile presso la suddetta sede della GBC Italiana.

Fig. F. DI GENNARO - Roma
Controllo Automatico di Frequenza

Non è certamente possibile rispondere esaurientemente al suo quesito in questa rubrica; cercherò quindi di dissipare i suoi dubbi nei limiti dello spazio concesso.

La frequenza dell'oscillatore di un ricevitore FM, dipende, oltre che dalle ragioni da Lei citate, dalla tensione di alimentazione. Se il ricevitore ha uno stadio finale del tipo AB, la corrente di uscita può variare, ad esempio, da 20 mA, in assenza di segnale, a 200 mA e più, alla massima uscita. E' ovvio che questa variazione di corrente provoca una corrispondente variazione della tensione di alimentazione dell'oscillatore e quindi si ha come conseguenza una variazione di tensione, con relativa distorsione.

Esistono vari accorgimenti per ridurre il fenomeno: ad esempio quello di colle-

gare il convertitore ad un solo capo della bobina oscillatrice, realizzando cioè un accoppiamento lasco fra transistor e bobina, oppure ricorrendo ad un altro espediente circuitale che consiste di dotare il circuito oscillatore di uno stabilizzatore di tensione.

Nei ricevitori FM di maggior pregio si preferisce ricorrere al CAF, cioè al Controllo Automatico di Frequenza, che nulla a da vedere con il CAG cioè il Controllo di Guadagno del ricevitore, che permette di ottenere una regolazione automatica della sintonia fine anche se la sintonia manuale non è stata eseguita in modo preciso.

Esistono vari sistemi per realizzare il CAF; il più comune consiste nell'inserire nel circuito accordato dell'oscillatore un dispositivo la cui capacità sia legata alla tensione continua che si ha, istante per istante, ai suoi capi la quale varia, rispetto alla tensione di riferimento proveniente dal rivelatore a rapporto. Tale capacità in genere è costituita da un diodo polarizzato in senso inverso, cioè da un varicap.

Un altro sistema consiste nell'inviare alla base del transistor convertitore la tensione di controllo del rivelatore a rapporto, eventualmente dopo essere stata amplificata. Le variazioni di V_{CB} si ripercuotono in questo caso in altrettante variazioni di C_{cb} (capacità di uscita nella inserzione con base comune) e quindi sulla frequenza di accordo dell'oscillatore.

Vedrò se mi sarà possibile in futuro trattare l'argomento in un articolo.

Fig. D. BARCA - Palermo
Preamplificatore differenziale controllato in temperatura

Il $\mu A 727$ in suo possesso è un amplificatore compensato in temperatura con guadagno fisso, ingresso ed uscita differenziale, che è stato progettato come stadio di ingresso negli amplificatori in corrente continua a bassa deriva. La sua uscita può essere accoppiata direttamente ad un amplificatore operazionale, o ad un comparatore, per ottenere un guadagno molto elevato. Un amplificatore complesso stabilizzato con chopper può essere sostituito vantaggiosamente impiegando un $\mu A 727$ accoppiato ad un $\mu A 741$, come mostra la figura 4. In queste condizioni si sfruttano contemporaneamente le particolari caratteristiche d'ingresso del $\mu A 727$ e l'elevato guadagno a spira aperta del $\mu A 741$, di modo che è possibile raggiungere una precisione dell'ordine dello 0,01% sulla intera gamma di temperatura.

L'amplificatore nel suo complesso ha un guadagno, a spira aperta, di 140 dB una impedenza d'ingresso di 500 M Ω , una deriva della tensione di off-set di 0,6 $\mu V \cdot ^\circ C$ ed una deriva termica non superiore a 2 pA/ $^\circ C$.

Fig. D. GILBERTI - Sesto S. Giovanni
Condensatori variabili subminiatura

Ottimi condensatori variabili del tipo subminiatura per applicazioni professionali e semi professionali, nel campo delle microonde, sono quelli prodotti dalla Voltronics di cui in figura 5 riportiamo le principali caratteristiche. Si tratta di componenti che sono stati espressamente studiati per essere impiegati su apparecchiature funzionanti fino alla frequenza di 7

GHz in cui come dielettrico è stato usato il Teflon.

Ne esistono due tipi distinti: il CP2, la cui capacità compresa fra 0,1 ÷ 2,5 pF, con un Q di 1000 a 250 MHz, tensione di lavoro 100 V_{cc} ed il CP10 con capacità 0,5 ÷ 10 pF e Q di 1000 a 100 MHz.

Esiste altresì una nuova versione subminiatura, nota con le sigle CP2M e CP10M in cui il condensatore CP2, oppure CP10, è montato su un supporto ceramico in modo da facilitare l'inserimento nei circuiti del condensatore che può essere saldato come un comune condensatore in chip.

La capacità può essere regolata con facilità con una precisione dell'1% utilizzando un dispositivo a verniero.

Il sistema a slitta della serie CP presenta, rispetto ai condensatori regolabili a vite, maggiore robustezza nelle fasi di montaggio, elevata resistenza alle vibrazioni ed un numero molto più elevato di regolazioni.

I condensatori possono essere saldati anche alla temperatura di 200 °C.

La Voltronics è rappresentata in Italia dalla Microelettronica.

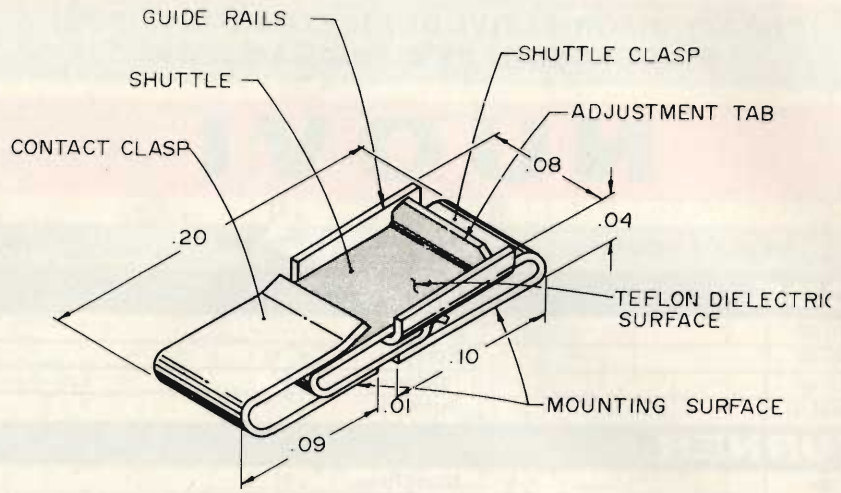


Fig. 5 - Condensatori variabili subminiatura, con dielettrico in teflon, per impiego in microonde, fino a 7 MHz, della Voltronics Electronics.

Fig. N. BARBERIS - Abbiategrosso

Regolatore di tensione

Il regolatore di tensione C-DO1/12/12, a cui fa riferimento, è stato realizzato dalla Philips per il tradizionale controllo della ricarica della batteria mediante una dinamo. Esso, come tutti i dispositivi del genere, è costituito da un regolatore di tensione vero e proprio, da un limitatore di corrente e da un interruttore di minima, il cui funzionamento è totalmente elettronico cioè non prevede l'impiego di contatti vibranti.

Il modello in suo possesso è atto a funzionare con tensione di 14,3 V, e per un valore massimo di corrente erogata dalla dinamo di 12 A.

Il valore massimo di potenza della dinamo con la quale il regolatore può lavorare è dell'ordine di 150 ÷ 200 W.

La disposizione circuitale dei vari collegamenti è visibile in figura 6.

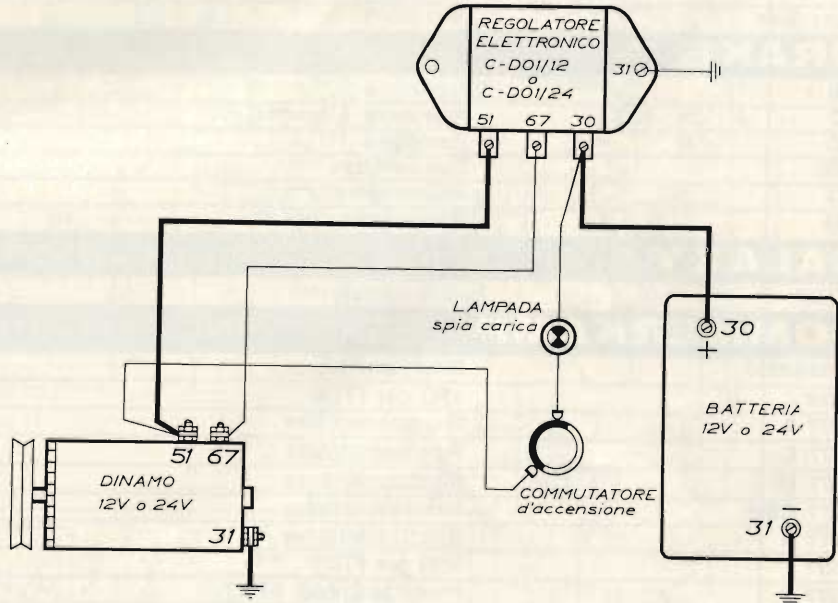


Fig. 6 - Schema di collegamento relativo al regolatore di tensione Philips C-DO1/12/12 (14,3 V - 12 A).

Sigg. D. CONSONNI - Biassono

D. CORATO - Bari

Argomenti relativi alla TVC

1°) Tanto su SELEZIONE RADIO TV quanto su ELETTRONICA OGGI, è stato dedicato ampio spazio alla televisione a colori, comunque si tratta di un argomento di attualità che in avvenire sarà tenuto in particolare considerazione.

2°) Condivido l'opinione che un buon libro sulla TVC dovrebbe in primo luogo riportare il significato, in lingua italiana, dei principali termini tecnici inglesi. E' ovvio che per tradurre tali parole non si possa ricorrere agli usuali vocabolari di tipo scolastici, o a quelli cosiddetti tecnici in circolazione attualmente in Italia, perché in tal caso si corre il rischio di tradurre burst con scoppiare, esplodere, killer con uccisore, malandrino (in americano) od anche con orca marina!

3°) Il significato dei termini proposti è il seguente: frequency interlace (e talvolta anche band sharing) = interlacciamento di frequenza, matched = adattato, colorplexer = codificatore, burst flag generator = generatore di burst (si tratta di un generatore ad altissima stabilità della frequenza

di sottoportante. Il suo segnale viene introdotto nel colorplexer per la formazione del sincronismo di colore — burst — sul piedistallo posteriore di ogni sincronismo di linea), sawtooth wave = onda a dente di sega, scanning speed = velocità di analisi di scansione, CAC = controllo automatico di croma, killer = interditore di croma.

4°) Un sistema TV a colori, restando fermi i principi di scansione della TV in bianco e nero, si propone di riprodurre un elemento colorato di immagine caratterizzato attraverso tre variabili corrispondenti ai primari scelti (attraverso cioè il contenuto di rosso, verde e blu). Quindi il sistema deve essere in grado di trasmettere tre informazioni anziché una come avviene nel sistema bianco-nero. Per la riproduzione delle immagini ci si limita pertanto ai colori che si possono ottenere per somma aritmetica dei colori primari.

Un modo differente di caratterizzare un elemento d'immagine — possibilità che è alla base dei moderni sistemi TVC — è quello di individuarlo attraverso tre nuove variabili che sono la luminosità, la tinta e la saturazione.

La luminosità dell'elemento, familiare alla TV bianco-nero, è la nota sensazione di maggiore o minore brillantezza che riceve l'occhio e che è funzione della lunghezza d'onda incidente.

La tinta è l'attributo che permette di distinguere le luci spettrali tra loro, cioè di associare ad ogni lunghezza d'onda il nome di un colore rosso, verde ecc. Per una radiazione non monocromatica si fa riferimento alla lunghezza d'onda dominante come verdastro, rossastro etc.

La saturazione è l'attributo che tiene conto della diluizione di un colore causata dall'aggiunta di luce bianca. Ad esempio le tinte pastello sono poco saturate.

**PREZZI INFORMATIVI DI RICETRASMETTITORI
E ACCESSORI PER RADIOAMATORI**

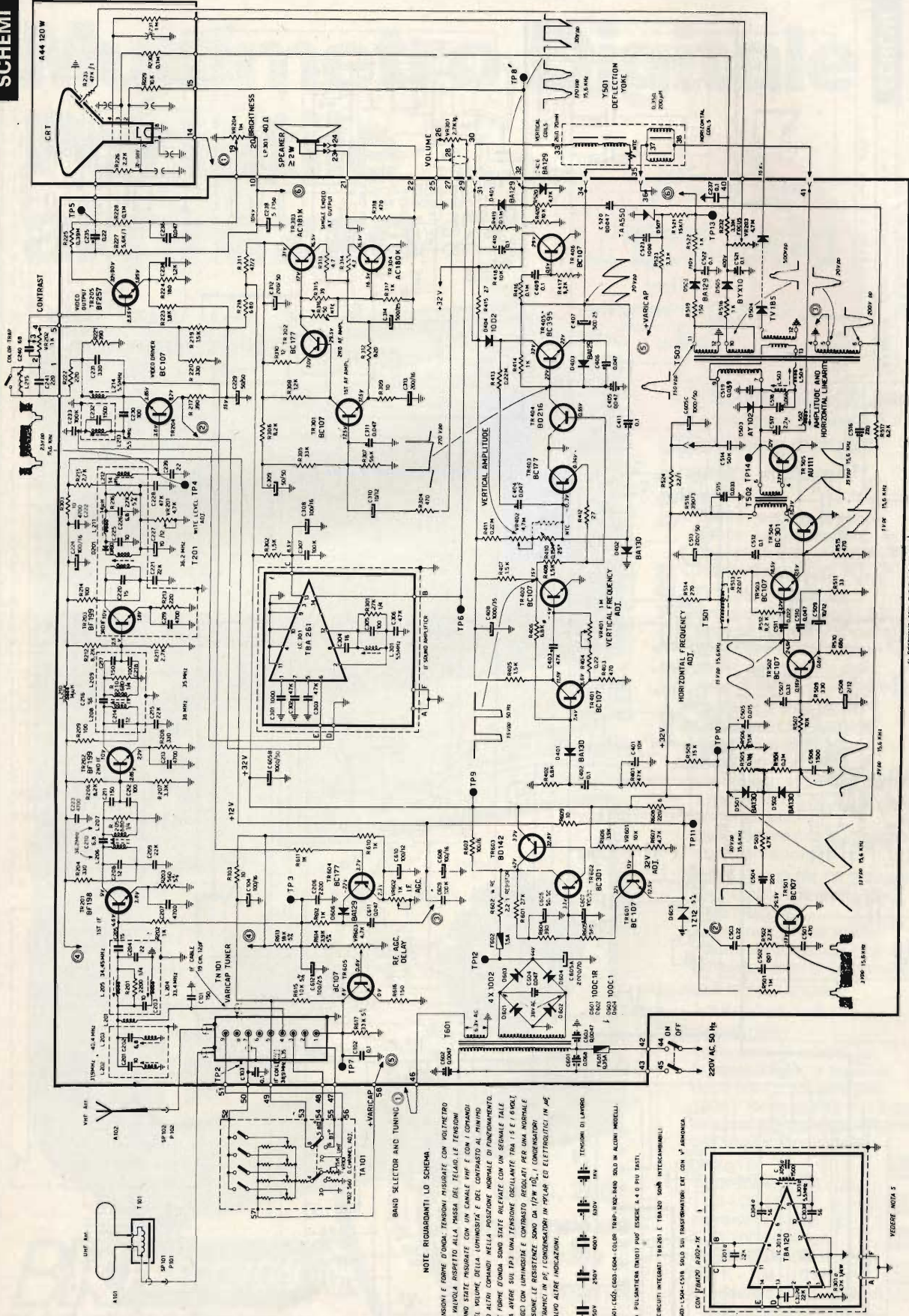
MARZO 1976

Preghiamo le Ditte che desiderano inserire le loro apparecchiature in questa rubrica di inviarci i relativi dati tecnici e i prezzi.

NUOVI

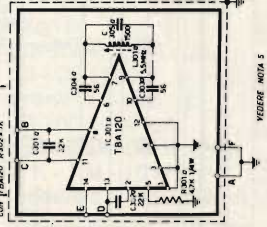
MARCA E MODELLO	DESCRIZIONE	DISTRIBUTORE ITALIANO	PREZZO * LIRE
CDE			
AR 30	Rotore	G. Lanzoni	42.000
AR 40	Rotore	»	53.000
CD 44	Rotore	»	108.000
HAM II	Rotore	»	165.000
TURNER			
J 360	Microfono	G. Lanzoni	12.250
454 HC	Microfono	»	25.850
+2	Microfono	»	36.500
M +2	Microfono	»	32.700
+3	Microfono	»	44.000
M +3	Microfono	»	35.500
Super Side	Microfono	»	48.950
DRAKE			
SSR 1	Ricevitore	G. Lanzoni	269.000
2 C	Ricevitore 5 bande	»	279.000
R4C	Ricevitore	»	545.000
T4XC	Trasmettitore	»	576.000
AC4	Alimentatore	»	119.000
MS4	Altoparlante consolle	»	21.500
GALAXY			
GT 550	Ricetrasmittitore	G. Lanzoni	580.000
SOMMERKAMP			
FT250-FP250	Ricetrasmittitore	GBC	584.000
FV250	VFO per FT250	»	125.000
FT277 B	Ricetrasmittitore	»	788.000
FT277 E	Ricetrasmittitore	»	858.000
FT277 EE	Ricetrasmittitore	»	817.000
FT277 CBM	Ricetrasmittitore	»	1.030.000
FT277 X	Ricetrasmittitore	»	680.000
FV277	VFO per FT277	»	125.000
SP277 P	Phone patch per FT277	»	97.500
SP277	Altop. consolle per FT277	»	36.800
FT501-FP501	Ricetrasmittitore	»	1.060.000
FT75-FP75	Ricetrasmittitore	»	543.000
DC75	Aliment. 12 V per FT75	»	106.000
FL101	Trasmettitore	»	859.000
FR101	Ricevitore	»	730.000
FR101 S	Ricevitore	»	963.000
FR101 D	Ricevitore	»	1.100.000
YC355	Frequenzimetro 200 MHz	»	327.000
YO100	Monitor scope	»	225.000
YD844	Microfono da tavolo	»	45.900
YD846	Microfono per FT277	»	17.700
FL2277	Amplificatore lineare	»	502.000
FT220	Ricetrasmittitore VHF	»	736.000
FT224	Ricetrasmittitore VHF	»	368.000
FT505	Ricetrasmittitore	»	792.000
FR500	Ricevitore	»	548.000
FR50	Ricevitore	»	219.000
FL50	Trasmettitore	»	219.000
FV401	VFO per FT505	»	125.000
SP401	Altop. consolle per FT505	»	35.100
FT201	Ricetrasmittitore	»	782.000

* I prezzi sono comprensivi di IVA e aggiornati al 29-2-1976. I distributori si riservano la facoltà di modificare i listini in rapporto alle eventuali variazioni dei costi.



NOTE RIGUARDANTI LO SCHEMA.

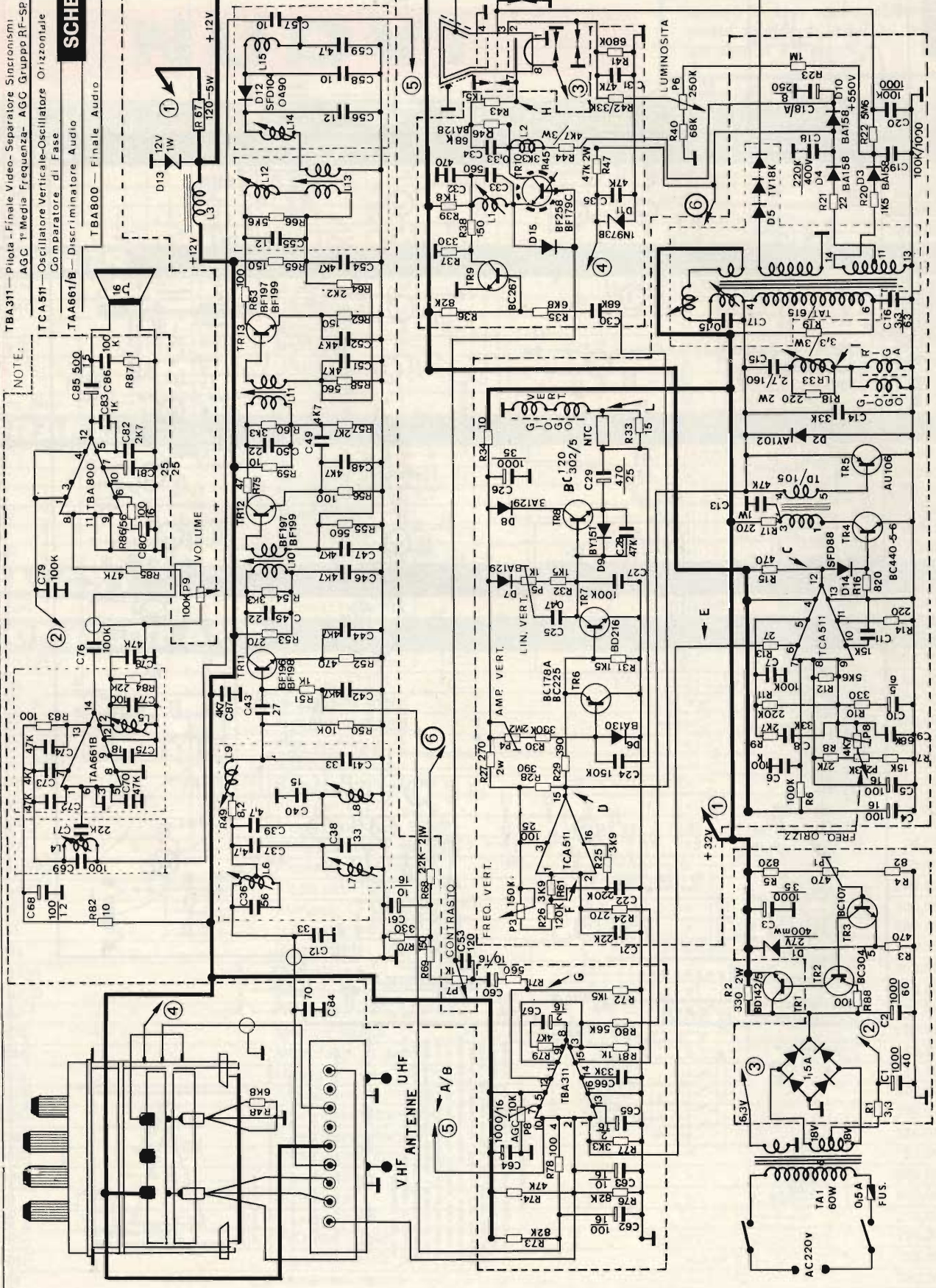
- ① TENSIONI E FORME D'ONDA. TENSIONI MISURATE CON VOLTMETRO A VALVOLA RISPETTO ALLA PASSA DEL RELAY. LE TENSIONI SONO STATE MISURATE CON UN CANALE VHF E CON I COMANDI DEL VOLUME, DELLA LUMINOSITÀ E DEL CONTRASTO AL MINIMO ED ALTI COMANDI NELLA POSIZIONE NORMALE DI FUNZIONAMENTO. LE FORME D'ONDA SONO STATE ALIATE CON UN SEGNALE TALE DA AVERE SUI TPI UNA TENSIONE OSCILLANTE TRA 1,5 E 6 VOLTI. I VALORI CON LUMINOSITÀ E CONTRASTO REGOLATI PER UNA NORMALE VISIONE. LE RESISTENZE SONO DA 1/10W 10%, I CONDENSATORI CERAMICI IN P.T. I CONDENSATORI IN POLAR. ED ELETTROLITICI IN A.P. SALVO ALTRE INDICAZIONI.
- ② TENSIONI DI LAVORO: 50V 250V 400V 630V 10V
- ③ C801-1452 (1000-1000) COLG. TEMP. RES. IND. SOLO IN ALCUNI MODELLI
- ④ LA PULSANTIERA (TR01) DEVE ESSERE 4.4 O PIÙ TASTI.
- ⑤ I CIRCUITI INTEGRATI TR02-05 E TR06 SONO INTERSCAMBIALI
- ⑥ L501 (500-4) SOLO SUI TRASMISSORI. EXT. CON V. ARRETRATA



VEDERE NOTA 5

NOTE:
 TBA311 — Pilota - Finale Video- Separatore Sincronismi
 AGC 1^a Media Frequenza- AGC Gruppo RF--SR.Oriz
 TCA511— Oscillatore Verticale-Oscillatore Orizzontale
 Comparatore di Fase
 TAA661/B — Discriminatore Audio
 TBA800 — Finale Audio

SCHEMI



Telesore Magnatox mod. Tiros 17" - Sinton 20" - Scotland 20" - Denver 2.24" - Electronic 24".

Multimetro Digitale Portatile al prezzo

DI SOLE
L. 124.500

(esclusi batterie e alimentatore
per corrente alternata
facoltativo)

Otto buone ragioni per
acquistare il nuovo
multimetro digitale:

- 1. PREZZO MODICO**
- 2. SICUREZZA:**
completamente protetto
contro il sovraccarico;
contenitore in CYCOLAC®
resistente agli urti.
- 3. LETTURA FACILE:**
Tre grandi e leggibili LED;
polarità automatica, punto
decimale, indicazione di fuori
gamma e controllo dello
stato di carica delle batterie.
- 4. PORTATILE NEL VERO
SENSO DELLA PAROLA:**
dimensioni in millimetri
110 x 160 x 50;
Lavora con 4 normali batterie
a mezza torcia da 1,5 V
oppure tramite un
alimentatore non compreso
nella confezione.
- 5. SCALA HI/LO (ALTA E BASSA
TENSIONE) PER MISURE
OHMETRICHE.**
L'apparecchio permette
misure di resistenza in circuiti
transistorizzati sotto tensione
- 6. ALTA RISOLUZIONE:**
1 mV — 1 μ A — 0,1 Ω
- 7. PRECISIONE:**
Tolleranza di $\pm 0,5\%$ sul
fondoscala per le tensioni
continue ($\pm 1\%$ solo per
1000 V fondoscala); $\pm 1\%$ per
tensioni alternate ($\pm 2\%$ solo
per 1000 V fondoscala).
- 8. PORTATE:**
Tensioni in c.c. e c.a.
1-10-100-1000 V;
correnti in c.c. e c.a.
1-10-100-1000 mA;
resistenze 100-1 K - 10 K -
100 K - 1 M - 10 M Ω
impedenza d'ingresso 10 M Ω
- 9. DISTRIBUITO IN ITALIA
DALLA G.B.C.**



MOD. 280
**in grandezza
naturale**

TS/2101-00

BK PRECISION

PRODUCTS OF DYNASCAN
1801 W. Belle Plaine Ave. Chicago, IL 60613



LA VISIONE DI UN NUOVO CANALE

con elementi modulari della
serie **"STEL"**



LA SERIE **"STEL"**
PERMETTE
LA RICEZIONE
DI QUALSIASI
NUOVO CANALE
CON LA SEMPLICE
AGGIUNTA DI
ELEMENTI
MODULARI



PRE STEL

PRESTEL s.r.l. - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48

**ALIMENTATORI - AMPLIFICATORI
CONVERTITORI - FILTRI
MODULI AUTOMISCELANTI COMPONENTI COASSIALI**



QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO...

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la **SCUOLA RADIO ELETTRA** ci riuscite. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RUSCIRE?

Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello profes-

sionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO

(con materiali) SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

CORSO NOVITÀ (con materiali) ELETTRAUTO

Un corso nuovissimo dedicato allo studio delle parti elettriche dell'automobile e arricchito da strumenti professionali di alta precisione.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la **SCUOLA RADIO**

ELETTRA rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori.

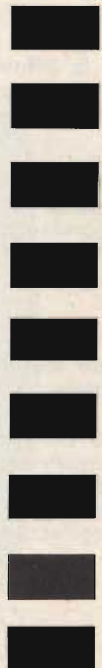
Richiedetela, gratis e senza impegno, inviandoci il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa.

Scrivete alla:



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/761
10126 Torino



dolci adv

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)
PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE: _____

NOME _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____ ETÀ _____

VIA _____ N. _____

CITTÀ _____

COD. POST. _____ PROV. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE

761

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. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD



novità



UK 51



UK 163

UK 51

Riproduttore per musicassette

Eccellente apparecchio di riproduzione monofonica per compact-cassette. Il preamplificatore incorporato permette di collegare l'UK 51 a qualsiasi autoradio od amplificatore B.F. (es. UK 163).

Alimentazione: 12 Vc.c.
 Corrente assorbita: 130 - 160 mA
 Velocità di scorrimento del nastro: 4,75 cm/s
 Wow e flutter: $\leq 0,25\%$

UK 163

Amplificatore 10 W RMS per auto

Ottimo amplificatore da montare all'interno di un autoveicolo o di un natante. Può essere utilizzato per la diffusione sonora all'esterno della vettura di testi preregistrati o di comunicati a voce effettuati per mezzo di un microfono.

Alimentazione (negativo a massa): 12 ÷ 14 Vc.c.
 Potenza massima: 10 W RMS
 Sensibilità ingresso microfono: 1 mV
 Sensibilità ingresso fono (TAPE): 30 mV

UK 707

Temporizzatore universale per tergicristallo

Sostituisce il normale interruttore che comanda il tergicristallo, effettuando la chiusura del circuito tramite un relè.

Alimentazione: 12 Vc.c.
 Tempo di regolazione: 3 ÷ 50 s

KITS ELETTRONICI



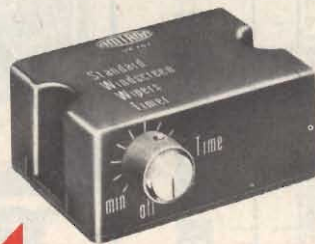
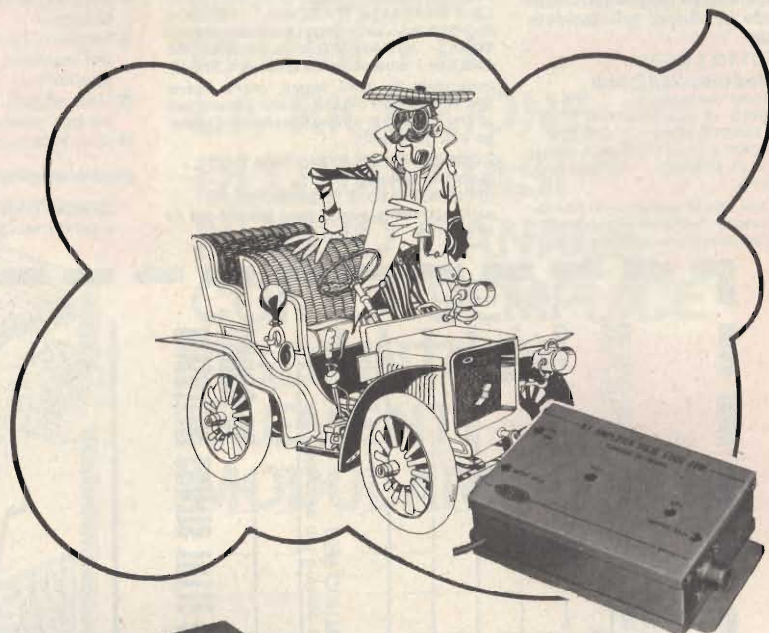
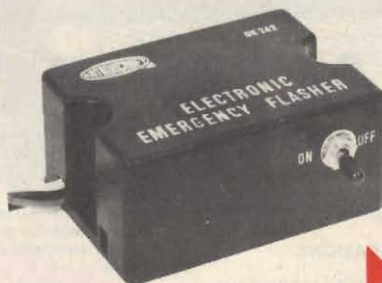
tutto per rendere "Fuoriserie", l'auto di serie divertendosi

UK 242

Lampeggiatore elettronico d'emergenza

Oltre che per il funzionamento contemporaneo delle luci lampeggianti di un'autovettura l'apparecchio può essere utilizzato per l'azionamento delle luci di segnalazione di roulettes, imbarcazioni e per circuiti a funzionamento intermittente come ad esempio l'illuminazione dell'albero di Natale.

Alimentazione: 12 ÷ 14 Vc.c.
 Portata max contatti: 2x5 A - 220 V
 Lampeggio al minuto: ~ 60



UK 372

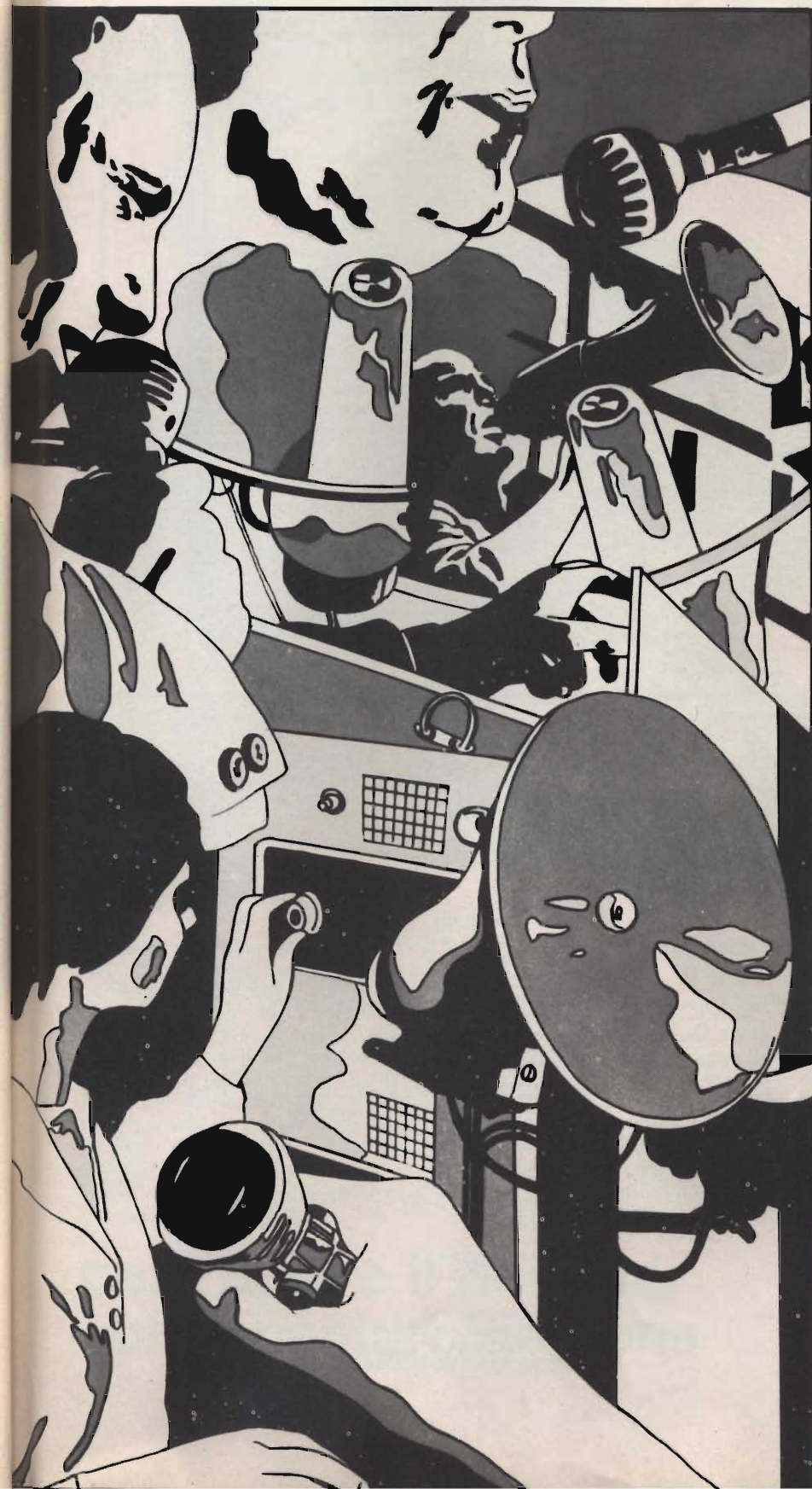
Amplificatore lineare RF - 20 W sintonizzatore tra 26 e 30 MHz

Si tratta di un amplificatore tutto transistorizzato semplice e robusto, dotato di adattatore meccanico per montaggio anche su mezzi mobili.

Alimentazione: 12,5 ÷ 15 Vc.c.
 Potenza di uscita media: 20 W_{RF} eff
 Impedenza di ingresso e di uscita: 52 Ω

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI **G.B.C.** ITALIANA E I MIGLIORI RIVENDITORI

BOUYER



**microfoni
megafoni
amplificatori
centrali di
amplificazione**

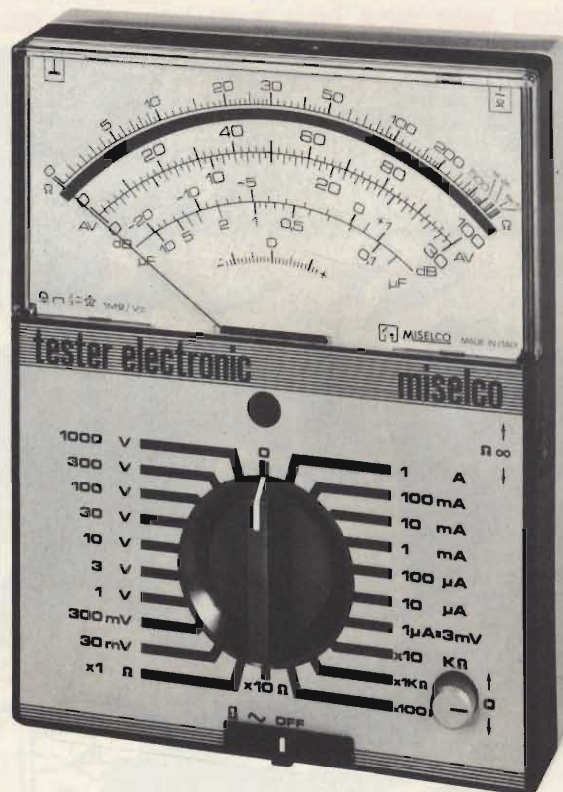
per scuole
industrie
motel
uffici
grandi magazzini

impianti per
sale consiglieri
navi
raffinerie
aeroporti

in vendita presso le sedi G.B.C.

ECCO il nuovo tester

- Formato tascabile (130 x 105 x 35 mm)
- Custodia e gruppo mobile antiurto
- Galvanometro a magnete centrale
Angolo di deflessione 110° - Cl. 1,5
- Sensibilità 20 k Ω /V \cong - 50 k Ω /V \cong -
1 M Ω /V \cong
- Precisione AV = 2% - AV \sim 3%
- VERSIONE USI con iniettore di segnali
1 kHz - 500 MHz il segnale è modulato
in fase, ampiezza e frequenza
- Semplicità nell'impiego:
1 commutatore e 1 deviatore
- Componenti tedeschi di alta precisione
- Apparecchi completi di astuccio e puntali



RIPARARE IL TESTER = DO IT YOURSELF

Il primo e l'unico apparecchio sul mercato composto di 4 elementi di semplicissimo assemblaggio (Strumento, pannello, piastra circuito stampato e scatola). In caso di guasto basta un giravite per sostituire il componente difettoso.



MISSELCO

MISSELCO Snc., - VIA MONTE GRAPPA, 94 - 31050 BARBISANO (TV)

TESTER 20 20 k Ω /V \cong
 TESTER 20 (USI) 20 k Ω /V \cong
 V = 100 mV ...1 kV (30 kV) / V \sim 10 V ...1 kV
 A = 50 μ A ...10 A / A \sim 3 mA ...10 A
 Ω = 0,5 Ω ... 10 M Ω / dB - 10 ...+61 / μ F 100 nF - 100 μ F
 Caduta di tensione 50 μ A = 100 mV, 10 A = 500 mV

TESTER 50 50 k Ω /V \cong
 TESTER 50 (USI) 50 k Ω /V \cong
 V = 150 mV ...1 kV (6 kV - 30 kV)/V \sim 10 V ...1 kV (6 kV)
 A = 20 μ A ...3 A, A \sim 3 mA ...3 A
 Ω = 0,5 Ω ...10 M Ω / dB - 10 ...+61 / μ F 100 nF - 100 μ F
 Caduta di tensione 20 μ A = 150 mV / 3 A = 750 mV

MISSELCO IN EUROPA

GERMANIA : Jean Amato - Geretsried
 OLANDA : Teragram - Maarn
 BELGIO : Arabel - Bruxelles
 FRANCIA : Franclair - Paris
 SVIZZERA : Buttschardt AG - Basel
 AUSTRIA : Franz Krammer - Wien
 DANIMARCA
 SVEZIA : Dansk Radio - Kopenhagen
 NORVEGIA

MISSELCO NEL MONDO

Più di 25 Importatori e agenti nel mondo

ELECTRONIC 1 M Ω /V \cong
 ELECTRONIC (USI) 1 M Ω /V \cong

V = 3 mV ...1 kV (3 kV - 30 kV), V \sim 3 mV ...1 kV (3 kV)
 A = 1 μ A ...1 A, A \sim 1 μ A ...1 A
 Ω = 0,5 Ω ...100 M Ω / dB - 70 ...+61 / μ F 50 nF ...1000 μ F
 Caduta di tensione 1 μ A - 1 A = 3 mV

ELECTROTESTER 20 k Ω /V \cong
 per l'elettronico e
 per l'elettricista

V = 100 mV ...1 kV (30 kV), V \sim 10 V ...1 kV
 A = 50 μ A ...30 A, A \sim 3 mA ...30 A
 Ω = 0,5 Ω ...1 M Ω / dB - 10 ...+61 / μ F 100 nF - 100 μ F
 Cercafase & prova circuiti

MISSELCO IN ITALIA

LOMBARDIA-TRENTINO : F.lli Dessy - Milano
 PIEMONTE : G. Vassallo - Torino
 LIGURIA : G. Casiroli - Torino
 EMILIA-ROMAGNA : Dott Enzo Dall'Olio
 TOSCANA-UMBRIA : Firenze
 LAZIO : A. Casali - Roma
 VENETO : E. Mazzanti - Padova
 CAMPANIA-CALABRIA : A. Ricci - Napoli
 PUGLIA-LUCANIA : G. Galantino - Bari
 MARCHE-ABRUZZO-MOLISE : U. Facciolo - Ancona

SIEMENS

condensatori STYROFLEX® nella tecnica dei telefoni a selezione elettronica



Il nuovo sistema elettronico di selezione renderà senza dubbio più confortevole l'uso del telefono. Una tastiera a 12 pulsanti sostituirà il disco di chiamata, l'utente potrà usufruire del servizio sveglia, commutare l'apparecchio sulla posizione di risposta automatica per le chiamate provenienti dall'esterno ed effettuate in sua assenza, memorizzare i numeri telefonici d'uso più frequente e richiamarli poi premendo due soli

pulsanti, potrà inoltre intercettare telefonate anonime ed eseguire altre operazioni.

Molti servizi speciali che richiedono l'impiego di numeroso personale, potranno essere ora automatizzati con il sistema a multiplex di frequenza, i cui filtri sono equipaggiati con condensatori STYROFLEX® e con condensatori in polipropilene. Questi, oltre ad essere a bassissima perdita, sono particolarmente adatti per i circuiti oscillanti e a filtro in

unione ai nuclei di SIFERRIT®, avendo coefficienti di temperatura che si compensano reciprocamente in modo ideale. I condensatori e le ferriti risultano pertanto indispensabili non solo nei filtri audio di tipo professionale, ma anche negli impianti HiFi, dove il nome STYRIFLEX® ha già raggiunto una buona fama.

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

per l'oggi e il domani: condensatori Siemens

...nato per entusiasmare

Ricetrasmittitore «Sommerkamp»

FTDX 277 E



Con speech processor.

Copre le gamme dei radioamatori fra 10 ÷ 80 m
compresa la gamma dei CB

Completamente transistorizzato ad eccezione dei
circuiti pilota e PA del TX

Potenza ingresso: SSB - 277 W, CW -
180 W, AM - 80 W

Munito di ventilatore per il raffreddamento delle
valvole PA, circuito vox.

Calibratore 25 e 100 kHz.

Pi greco per l'adattamento con linee da 50 a 120 Ω

Alimentazione: 220 Vc.a. oppure 12 Vc.c.

Dimensioni: 340 x 150 x 285

**i migliori QSO
hanno un nome
SOMMERKAMP®**

IN VENDITA PRESSO

TUTTE LE SEDI

G.B.C.
Italiana

a ROMA - Via Renato Fucini, 290

**CONVIENE
ABBONARSI
...anche adesso!**

9 mesi di

**SELEZIONE
RADIO - TV**

di **tecnica**

**+ la carta di
sconto**

G.B.C.
italiana

**a sole
L. 7500**

**e non è tutto...
...gli abbonati,
nel corso dell'anno
ricevono alcuni
inserti speciali**

**Non rischiate
di perdere anche
un solo numero**

ABBONATEVI!



Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. **7.500**
(in cifre)

eseguito da
residente in
via

sul c/c N. **3/56420** intestato a:

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Indicare a tergo la causale del versamento

Addebi (1) 19

Bollo a data
N. del bollettario ch 9

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino per un versamento di L. 7.500
(in cifre)

Lire **SETTEMILACINQUECENTO**
(in lettere)

eseguito da
residente in
via

sul c/c N. **3/56420** intestato a:

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di **MILANO**

Firma del versante

Addebi (1) 19

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L.

L'Ufficiale di Posta

Cartellino
del bollettario

L'Ufficiale di Posta

Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta di un versamento

di L. * **7.500**

(in cifre)

Lire *

(in lettere)

SETTEMILACINQUECENTO

eseguito da

sul c/c N. **3/56420** intestato a:

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addebi (1) 19

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L.

numerato
di accettazione

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato e numerato.

(1) La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento

(*) Sbarrare a penna gli spazi rimasti disponibili prima e dopo l'indicazione dell'importo.

Per abbonamento Aprile/Dicembre 1976
a SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV

COGNOME E NOME O RAGIONE SOCIALE									
INDIRIZZO									
CITTA									
CODICE POSTALE									

Parte riservata all'Uff. dei conti corr.

IL VERIFICATORE



AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un C/C postale.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa).

Per l'esatta indicazione del numero di C/C si consulti l'Elenco generale dei correntisti a disposizione del pubblico in ogni ufficio postale.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrazioni o correzioni.

A tergo dei certificati di allibramento, i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti correnti rispettivo.

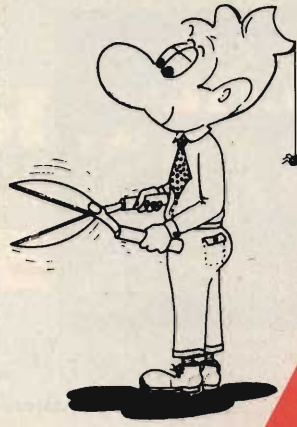
La ricevuta del versamento in c/c postale in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata, con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Fatevi Correntisti Postali!

Potrete così usare per i Vostri pagamenti e per le Vostre riscossioni il

POSTAGIRO

esente da qualsiasi tassa, evitando perdite di tempo agli sportelli degli uffici postali



ABBONATEVI!

Autorizzazione Ufficio c/c Postali di Milano n. 21817 del 19-10-1965

sinclair

le calcolatrici costruite con la tradizionale serietà inglese

Cambridge %

Display a 8 cifre. Esegue le quattro operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali. Costante automatica, virgola fluttuante. Dimensioni: 110x51x17



L. 14'500

ZZ/9924-30

Cambridge memory

Display a 8 cifre. Esegue le quattro operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali. Ha una memoria, la costante automatica e la virgola fluttuante. Dimensioni: 110x51x17



L. 21'000

ZZ/9926-10

Cambridge scientific

Display a 8 cifre, due di esponente. Esegue calcoli aritmetici, algebrici, funzioni trigonometriche dirette e inverse, con angoli in gradi o radianti, logaritmi e antilogaritmi naturali. Radici quadre. Memoria. Dimensioni: 110x51x17

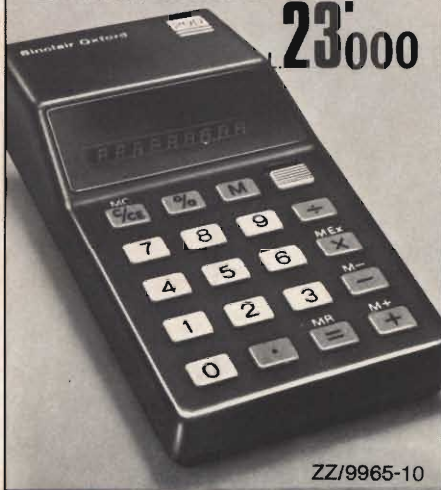
ZZ/9947-10

L. 29'900



Oxford 200

Display a 8 cifre. Esegue le quattro operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali. Ha una memoria, la costante automatica e la virgola fluttuante. Dimensioni 152x78x32



L. 23'000

ZZ/9965-10



Oxford 300

Display a 8 cifre, di cui due di esponente. Esegue calcoli aritmetici, algebrici, funzioni trigonometriche dirette e inverse con angoli in gradi o radianti, logaritmi e antilogaritmi naturali. Radici quadrate. Memoria. Dimensioni: 152x78x32

ZZ/9947-20

L. 35'000

sinclair
Radionics Limited
distribuite in Italia
dalla G.B.C.



Novità da coloro che hanno inventato il nastro magnetico :

LH Super Nastri a bobina e cassette

50% di guadagno in sonorità per Casette e nastri su bobina

LH Super ha il Super-Ossido.
Pura Maghemite.

Rispetto al normale ossido di ferro vengono posti sul nastro aghi di ossido più piccoli e più fini. Ciò realizza la premessa per un rumore di fondo realmente ridotto.

Il primo passo per un Super-Effetto completamente efficace. Il nastro LH Super ha la più elevata densità. High Density. Un maggior numero di particelle di ossido vengono amalgamate con più alta densità e con estrema orientazione magnetica. Risultato: Super Output dalle più basse alle più alte frequenze. Sonorità migliore del 50%.



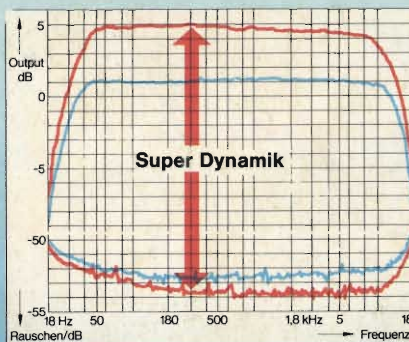
LH-Eisenoxid

LH-super-Oxid

Ancor più dinamica per ogni Recorder

Con le Casette LH Super si ottiene il massimo di sonorità.

La nuova tecnica BASF permette dinamica più alta sull'intera gamma di frequenze ad ogni tipo di registratore, da quelli costosi agli economici.



Anche le Casette LH Super hanno la Speciale Meccanica SM. Per il preciso avvolgimento del nastro.



Patents Pending

Maggior tempo di registrazione HiFi a parità di spesa

Su ogni registratore a bobina e a tutte le velocità il nastro LH Super origina un ascolto chiaramente migliorato.

Anche a 4,75 cm/sec sugli apparecchi più recenti LH Super soddisfa le norme HiFi.

Ciò significa, nei confronti della velocità 9,5 cm/sec., una durata di registrazione in qualità HiFi superiore del 100%.

La spirale della  qualità