elettronica OGGI

RIVISTA MENSILE DI STRUMENTI E AUTOMAZIONE PROFESSIONALE

n 2
LIRE 600

FEBBRAIO
1972

Spedizione in Abbonamento
Postale - Gruppo III/70



DIFFUSORI



Modello		Beovox 600	Beovox 1700	Beovox 1800	Beovox 2700	Beovox 3700	Beovox 4700	Beovox 5700
Codice G.B.C.	Legno tek	AA/5520-00	AA/5586-00	AA/5588-00	AA/5596-00	AA/5620-00	AA/5626-00	AA/5630-00
	palissandro	AA/5525-00	AA/5587-00	AA/5589-00	AA/5597-00	AA/5623-00	AA/5628-00	AA/5633-00

Impedenza	Ω	4	4	4	4	4	4	4-8
Potenza di uscita continua	W	15	15	15	20	40	50	60
Potenza di uscita musicale	W	20	20	20	30	75	80	100
Risposta di frequenza	Hz	65—18.000	50—20.000	50—20.000	45—20.000	40—20.000	35—20.000	25—20.000
Distorsione	%	< 4%	< 3%	< 3%	< 2%	< 1%	< 1%	< 1%
Angolo di irradiazione	gradi	90°	120°	120°	120°	120°	120°	160°
Altoparlante note basse	mm	150 x 100	150	150	175	200	50 x 190	250 250
Altoparlante note medie	mm	—	—	—	—	—	125	56
Altoparlante note alte	mm	56	25 DOME	25 DOME	31 DOME	31 DOME	31 DOME	20 DOME
Volume	litri	5	7	8	12	20	30	47
Dimensioni	mm	280 140 190	336 180 180	330 440 100	410 205 205	500 250 250	580 290 290	660 360 300
Peso	kg	3	4	6	5,5	8,5	13	22,5
Per amplificatori modello		Beomaster 1000 Beomaster 1200 Beomaster 1600 Beogram 1500		Beocord 1600 Beocord 2400		Beomaster 1000 Beomaster 1200 Beomaster 1600 Beomaster 3000		Beomaster 3000 Beolab 5000

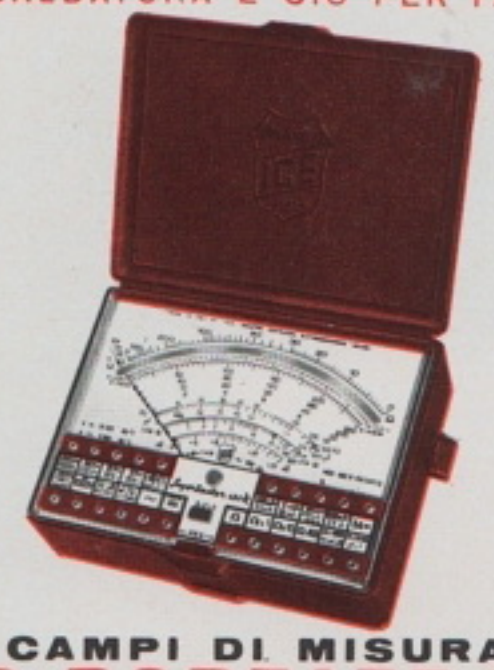
Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

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



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

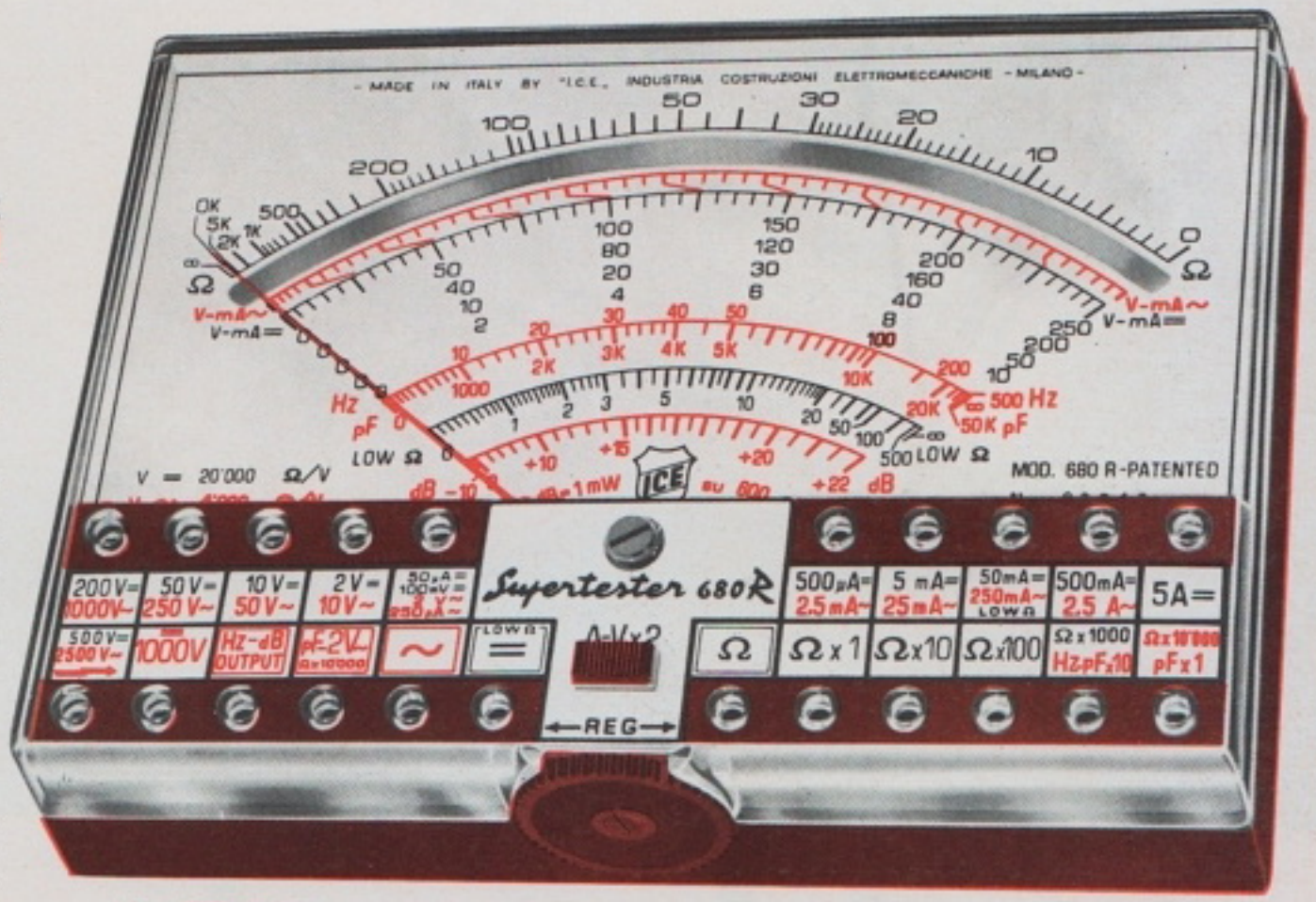
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)

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

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

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

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

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

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

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

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

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



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

Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.**

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



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616

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

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*



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

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



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.

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



SONDA PROVA TEMPERATURA

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

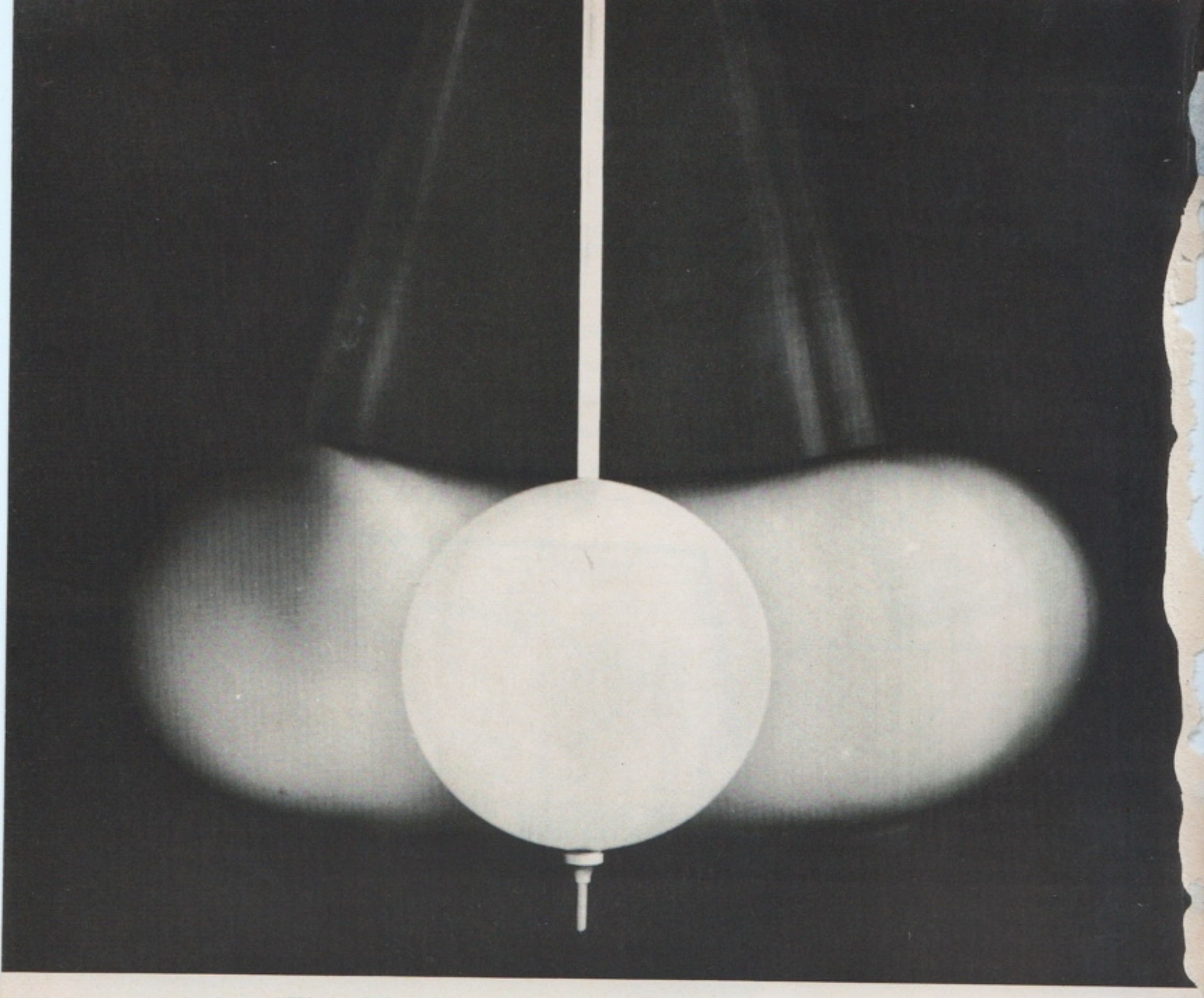


SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.

RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. **VIA RUTILIA, 19/18**
20141 MILANO - TEL. 531.554 5 6



abbonatevi !...

siete ancora in tempo

CAMPAGNA ABBONAMENTI 1972	LIRE
SELEZIONE RADIO-TV/SPERIMENTARE	5.500
ELETTRONICA OGGI	6.000
SELEZIONE RADIO-TV / SPERIMENTARE + ELETTRONICA OGGI	11.000

Nelle pagine di questo fascicolo troverete due moduli di c.c./p per l'abbonamento.

IMPORTANTE

Per coloro che si abbonano sono previsti numerosi omaggi nell'arco dell'anno. **SUBITO** riceveranno il tesserino sconti per acquisti presso tutti i punti di vendita G.B.C.
Per qualsiasi informazione rivolgersi al **servizio abbonamenti: Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Tel. 92.81.801 - 92.89.391**

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Coordinatrice:
Francesca Di Fiore

Redattori:
L. Cascianini
M. Longhini - P. Soati
C. Tomasini - G. Zanga

Segretaria di Redazione:
Maria Bassi

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Telefono 92.81.801
Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano

Elettronica Oggi
n. 2 Febbraio 1972
rivista mensile
di strumenti e automazione professionale

Autorizzazione alla pubblicazione
Tribunale di Milano
numero 292 del 9-9-1968

Stampa:
F.lli POZZONI
24034 Cisano Bergamasco
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 600
numero arretrato L. 1.200
Abbonamento annuo L. 6.000
per l'Estero L. 8.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Elettronica Oggi
Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/22786
Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli

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

elettronica OGGI

N. 2 SOMMARIO febbraio 1972

139 Analisi spettrale - parte II -

143 Protezione dei tuner UHF per TV

146 Generatori di segnali di sincronismo per TV SP SF

150 Sincronizzatori di tipo digitale per TV

159 Materiali per circuiti logici

163 Circuiti integrati - parte II -

169 Misuratori di potenza R.F. a termocoppie

175 La propagazione delle onde VHF-UHF

179 Orologio digitale a circuiti integrati

185 Interruttori a perdita nulla comandati da triac

187 Linee di ritardo ad ultrasuoni

194 Lavorazione di pezzi mediante scintillazione

199 Sorgenti di energia autonome

205 La sintonia elettronica sui ricevitori per auto

209 Import export

210 Il mini oscilloscopio

212 Electronic first hand news

224 Nuovi prodotti

236 Rassegna stampa estera

246 Informazioni tecniche e scientifiche

251 Idee e invenzioni

255 Informazioni economiche

257 Mostre, manifestazioni e congressi

259 Libri ricevuti

INSERZIONISTI:

AMEC	158	CASSINELLI	263	GOOT	149	S.G.E.	262
BEYSCHLAG	222-223	CHINAGLIA	241	I.C.E.	135	SONY	184-231
B. & O.	134-198	ERREPI	155	NATIONAL	193	UNAOHM	261
BERNSTEIN	254	ERSA	173-260	PRESTEL	211	VITALITY B.	162
BRIMAR	178	G.B.C. TEL.	240	R.C.F.	235	WIMA	168
				R.OHM	264	JOHNSON	138-145

IN COPERTINA: Apparato per registrazioni video da studio (Philips).

CONDENSATORI VARIABILI AD ARIA

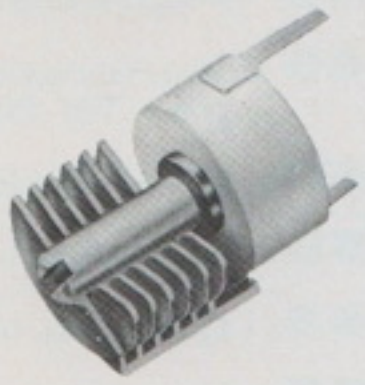
a sezione singola

La qualità JOHNSON è comune a tutti i suoi prodotti

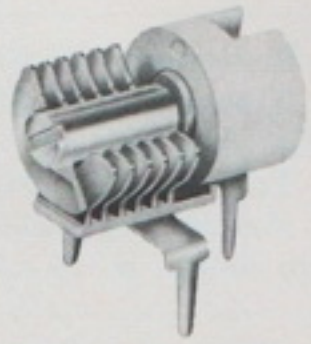
JOHNSON®

Serie «T» sub-miniatura

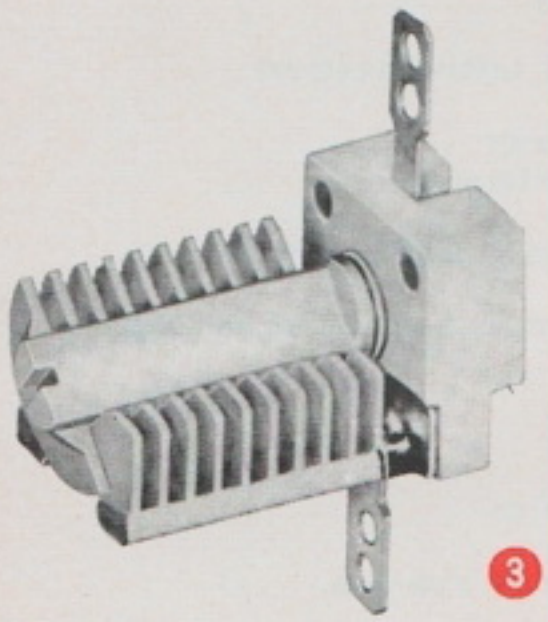
Per apparecchiature elettroniche compatte e per applicazioni critiche - Supporto ceramico in allumina di alta qualità - Coefficiente di temperatura 30 ± 15 ppm/°C.



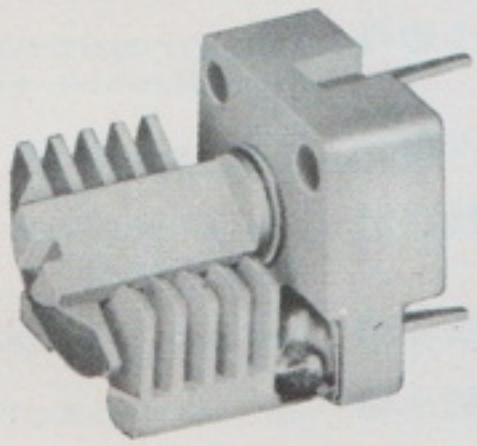
1



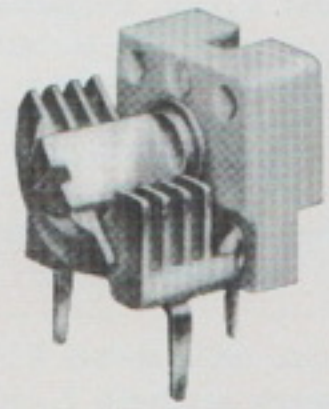
2



3



4

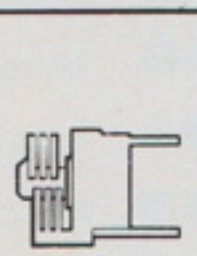
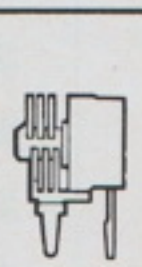
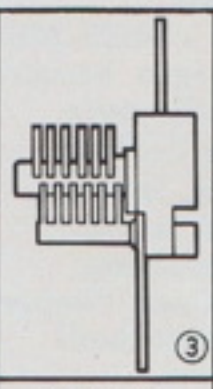
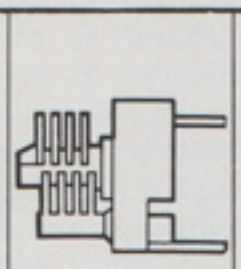
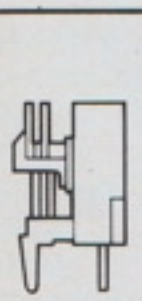


5

Serie «U» miniatura

Fissaggio a pannello tramite due fori nel supporto ceramico in steatite - Coefficiente di temperatura 45 ± 15 ppm°/C. - Tensione max di picco 650 V (500 V max per i tipi a 20 lamine).

Possibilità di montaggio verticale od orizzontale su circuito stampato. Rotori e statori sono ricavati mediante fresatura, da un solo blocco di ottone. Parti metalliche argentate e trattate - Alto valore della coppia di rotazione - Durata meccanica elevata; regolazione a cacciavite.

Dimensioni naturali	 ①	 ②	 ③	 ④	 ⑤
Supporto - mm	Ø 7,9	Ø 7,9	11 x 11	11 x 11	11 x 11,5
Lung. tot. - mm	9,1÷14,7	9,1÷14,7	13,1÷20,6	10,7÷20,6	12,3÷16,3
Cap. min. - pF	1,3...1,9	1,3...1,9	1,4...2,4	1,2....2,4	1,4—1,8
Cap. max. - pF	5,4...15,7	5,4...15,7	9,2...24,5	4,2...24,5	9,2—16,7
Numero lamine	6-12-18	6-12-18	8-14-20	4-8-14-20	8-14
Tens. max - V	250	250	650 (500)	650 (500)	650
Montaggio	verticale	orizzontale	con 2 fori	con 2 fori	con 2 fori
Cat. originale	187-0103-005	187-0103-105	189-0503-004	189-0501-005	189-0503-105
Codice G.B.C.	OO/0105-....	OO/0106-....	OO/0112-....	OO/0108-....	OO/0110-....
Serie	**subminiatura «T»**		**miniatura «U»**		

E.F. JOHNSON COMPANY

Distribuiti dalla G.B.C. Italiana s.a.s. - Viale Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B.

ANALISI SPETTRALE

parte seconda

Nella prima parte di questo articolo, avevamo trattato i principi fondamentali dell'analisi spettrale, mostrando in quale modo si può leggere un concetto di matematica pura con un metodo di investigazione pratica.

Ma a quale criterio deve rispondere l'analizzatore di spettro propriamente detto? Quali sono i suoi limiti e le sue possibilità? In questa seconda parte dell'articolo si risponde in modo preciso a queste domande e la descrizione permette di capire progressivamente lo schema a blocchi completo di questo apparecchio di cui riparleremo a proposito delle applicazioni.

In fig. 1 è riportato lo schema a blocchi di un analizzatore di spettro molto semplificato. Questo schema non contiene che gli elementi di base necessari dell'analisi spettrale. Vediamo ora di completare questo schema a blocchi alfine di ottenere un apparecchio funzionante.

Nelle spiegazioni che seguono, le caratteristiche o i valori indicati negli esempi numerici sono improntati all'analizzatore di spettro Tektronix tipo 491.

Consideriamo la rappresentazione dei segnali radioelettrici nello spazio ampiezza tempo (analisi spettrale). La fig. 2 rappresenta la posizione, nello spazio frequenza, della frequenza centrale (F_{ac}) dell'oscillatore d'analisi e dei due battimenti congiunti ($F_c = F_{ac} \pm MF$).

Così, per un valore della frequenza centrale dell'oscillatore d'analisi, possiamo ricevere due frequenze: F_{c1} e F_{c2} se esse sono simultaneamente presenti sull'ingresso di media frequenza (fig. 2). Allo stesso

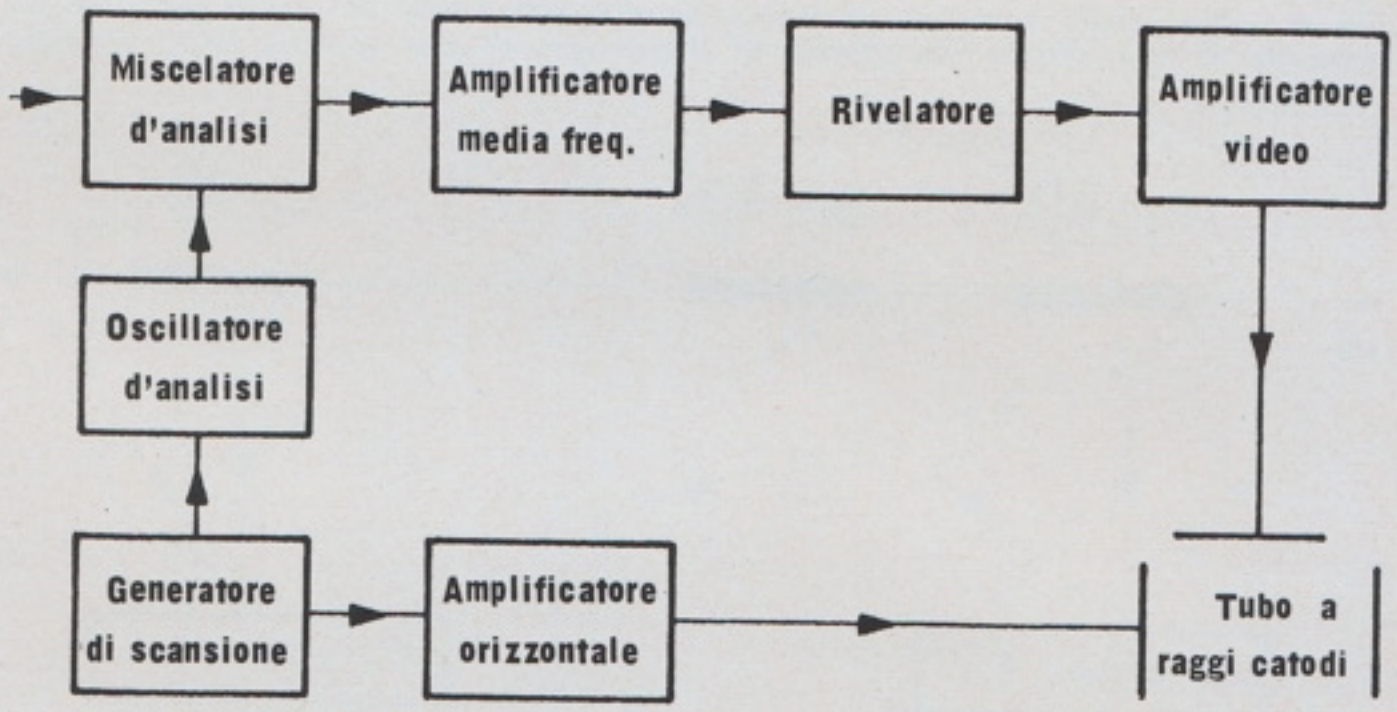


Fig. 1 - Schema a blocchi fondamentale di un analizzatore di spettro molto semplificato.

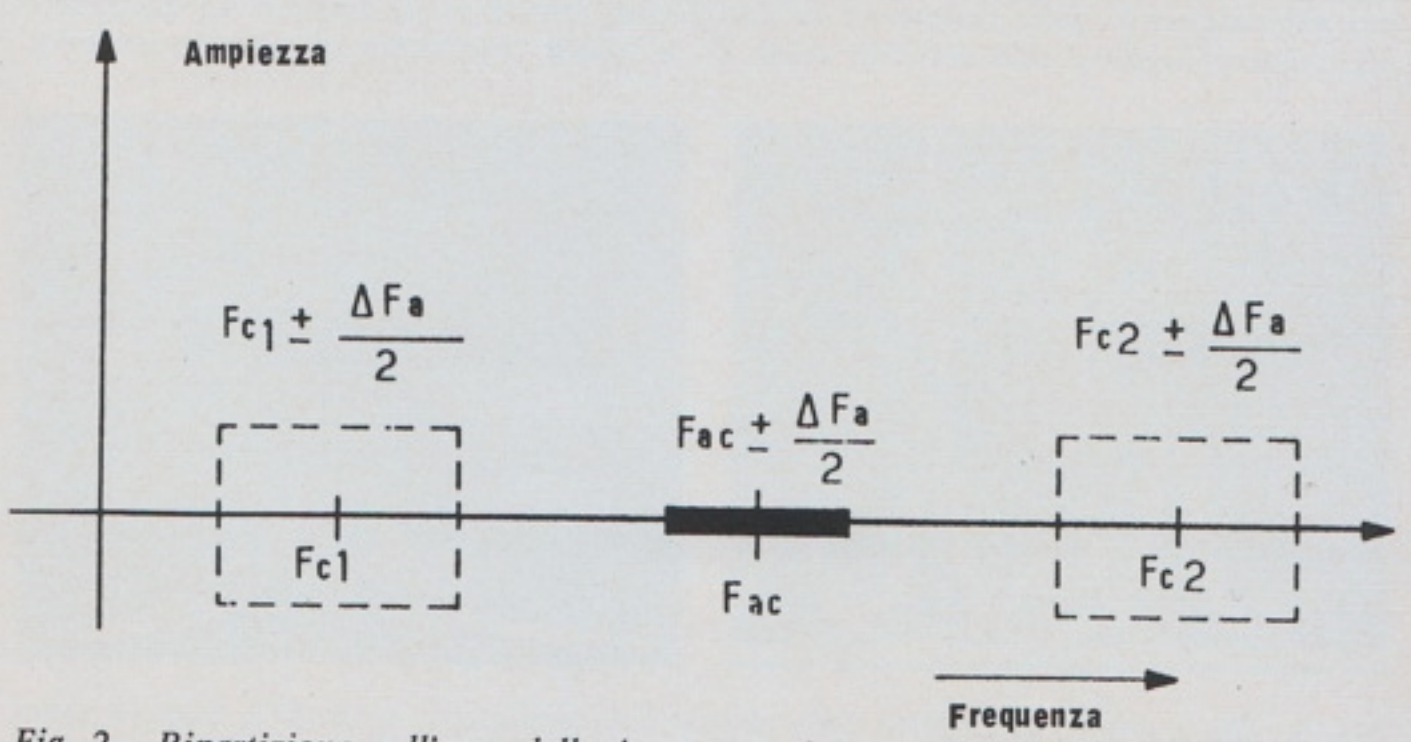


Fig. 2 - Ripartizione sull'asse delle frequenze della frequenza centrale (F_{ac}) dello oscillatore d'analisi e dei battimenti congiunti.

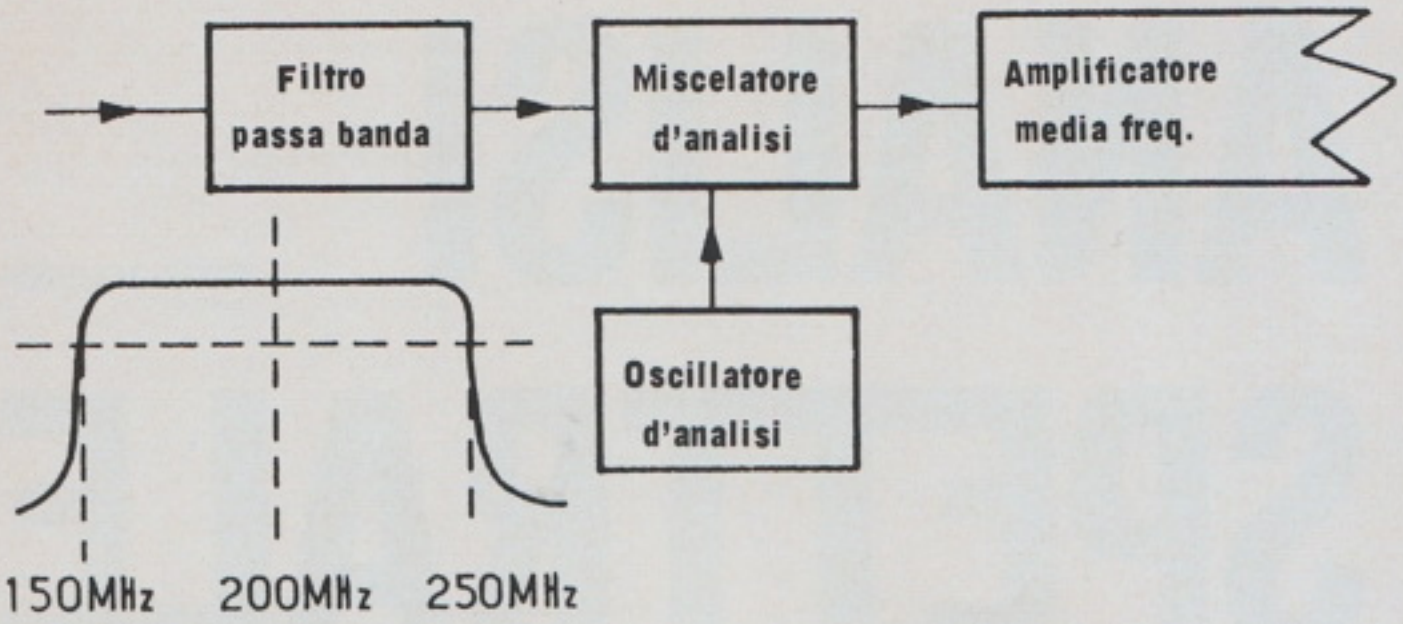


Fig. 3 - Il miscelatore deve essere preceduto da un filtro di banda allo scopo di non conservare che uno solo dei due battimenti.

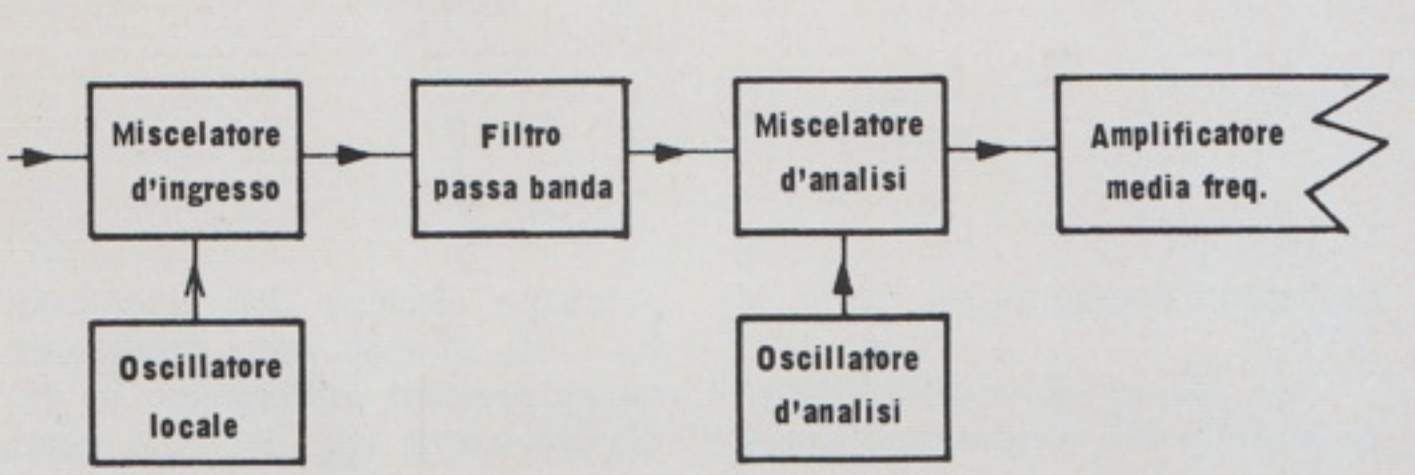


Fig. 4 - Uno stadio variatore di frequenza disposto prima del filtro passa-banda permette di fare slittare «la gamma di frequenza» in una gamma molto elevata.

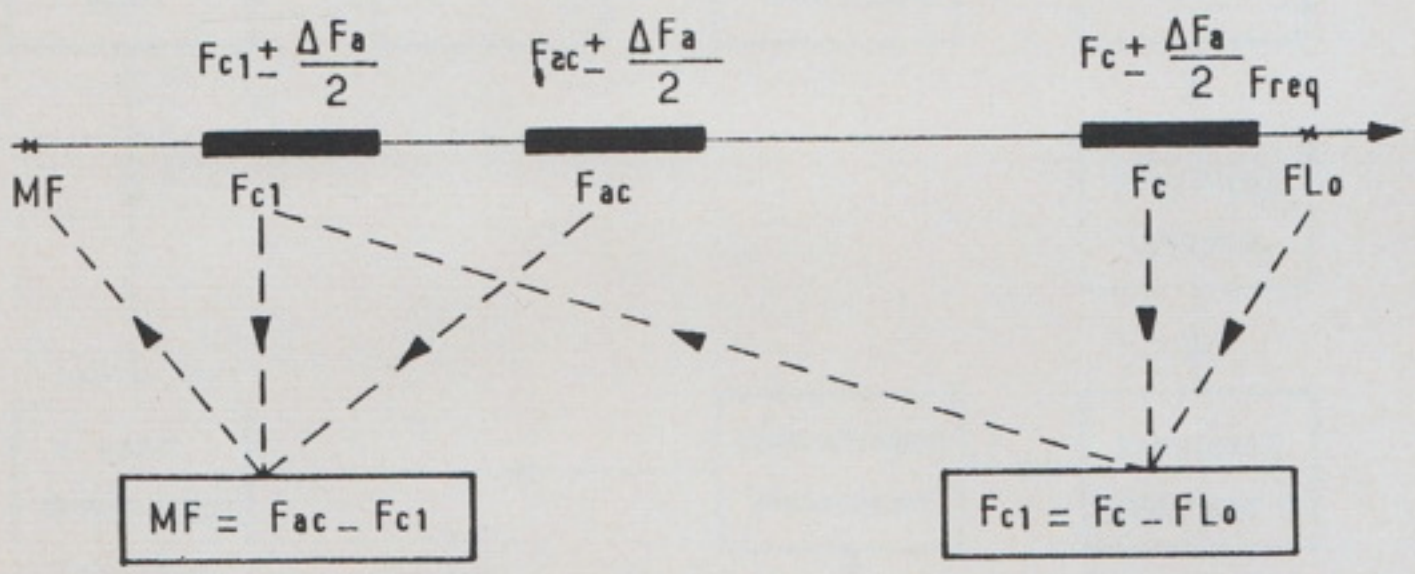


Fig. 5 - Illustrazione grafica dello spostamento della «gamma di frequenza». Il primo mescolamento delle frequenze dell'oscillatore locale e del segnale da analizzare (F_c) danno luogo a una seconda onda F_{c1} e allora ritorniamo al caso precedente.

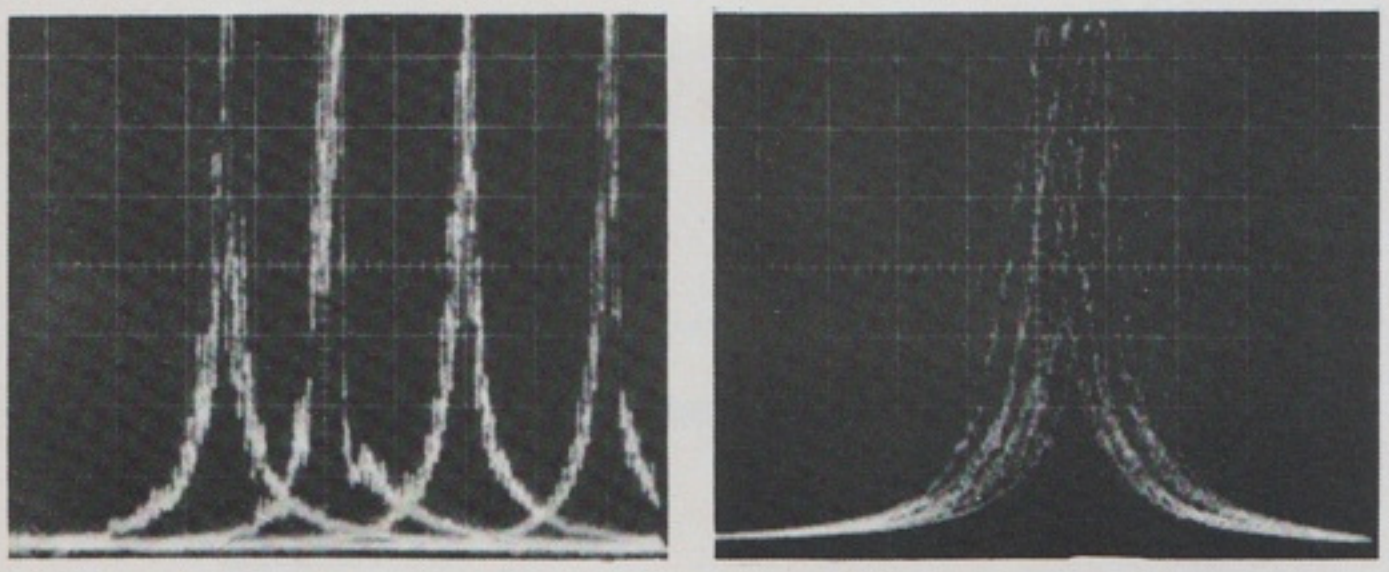


Fig. 6 - Illustrazione dell'effetto della deriva dell'oscillatore. A sinistra, quattro esposizioni mostrano la deriva su 4 minuti (dispersione 5 kHz/div) e a destra, azione del circuito di asservimento mostrata in 5 minuti (dipersione di 1 kHz/div).

tempo, due segnali radioelettrici simultanei presenti sull'ingresso MF e le cui frequenze sono comprese nelle bande di frequenza ricevute attorno a F_{c1} e F_{c2} definite da:

$$F_{c1} \pm \Delta F_a / 2$$
$$F_{c2} \pm \Delta F_a / 2$$

dove ΔF_a è il valore della vobbulazione dell'oscillatore d'analisi, che appare sulla nostra rappresentazione.

Mettiamo così in evidenza la necessità di usare un filtro passa banda all'ingresso dell'analizzatore di spettro per respingere le frequenze indesiderabili. Il filtro passa banda è centrato su F_{c1} se si usa il battimento inferiore prodotto dal miscelatore d'analisi; così si attenua fortemente la possibilità di ricevere i segnali radioelettrici compresi nella banda $F_{c2} \pm \Delta F_a/2$.

Questo filtro deve avere una banda passante uguale al valore massimo preso per ΔF_a (Dispersione massima dell'analizzatore di spettro).

Sia un analizzatore di spettro avente una dispersione massima di 100 MHz; un oscillatore d'analisi in cui la frequenza centrale F_{ac} è di 275 MHz; una ampiezza di media frequenza centrata su 75 MHz. Le frequenze F_{c1} e F_{c2} saranno rispettivamente:

$$F_{c1} = 275 - 75 = 200 \text{ MHz}$$
$$F_{c2} = 275 + 75 = 350 \text{ MHz}$$

Così, se si usa il battimento inferiore prodotto dal miscelatore di analisi, il filtro è centrato su 200 MHz e deve avere una banda passante di 100 MHz, da qui si ricava lo schema a blocchi indicato in fig. 3.

Con un simile circuito d'ingresso, si ricevono solo le frequenze comprese nella gamma di frequenze $F_{c1} \pm \Delta F_a/2$. Vale a dire, nel nostro esempio, le frequenze comprese fra 150 MHz e 250 MHz. Per evitare questa restrizione, siamo portati a fare una variazione di frequenza prima del filtro (fig. 4) e consideriamo il filtro passa banda e il seguito dello schema a blocchi come uno stadio MF centrato sui 200 MHz. Così potremo far spostare la gamma di frequenze definite

prima nello spazio frequenza (figura 5).

Si potrà osservare lo spettro di un segnale radioelettrico di frequenza portante compreso fra 10 MHz e 40.000 MHz. Si può dover osservare lo spettro di un segnale radioelettrico di frequenza molto alta con una bassa dispersione (modulazione d'ampiezza, modulazione di frequenza). Per questo fatto, lo oscillatore locale deve essere molto stabile in frequenza. Per esempio vogliamo osservare lo spettro di un segnale radioelettrico di frequenza portante 1000 MHz modulato in ampiezza con un'onda modulante di 5 kHz. Si deve usare l'analizzatore di spettro su una gamma di dispersione di 10 kHz.

Così una deriva di 1 kHz dello oscillatore locale rappresenta uno spostamento di 1 cm del raggio sullo schermo.

Per ottenere una immagine corretta, l'oscillatore locale deve avere una stabilità di 0,1 kHz in valore assoluto, cioè 10^{-7} in valore relativo nel nostro esempio (fig. 6).

Un oscillatore locale a frequenza continuamente regolabile ha una stabilità molto inferiore a 10^{-7}. Per questo fatto si è obbligati ad associare a questo oscillatore un circuito di asservimento di fase (fig. 7). Grazie a questo circuito, si sottomette la frequenza dell'oscillatore locale a quella dell'oscillatore a quarzo la cui stabilità in frequenza è molto inferiore a 10^{-7}.

Nel precedente articolo, si è giustificato il valore della media frequenza da usare dopo il miscelatore d'analisi (interferenza delle immagini dello spettro d'impulso di durata molto breve).

Sia MF $\geqslant 4/\tau_{min}$ dove τ_{min} è la lunghezza dell'impulso più corto che può essere analizzato correttamente. Si è visto così che la banda passante a 3 dB di questo amplificatore determina la risoluzione dell'analizzatore di spettro. Nella maggior parte degli analizzatori di spettro, la risoluzione è continuamente regolabile fra 1 kHz e 100 kHz. Si deve dunque realizzare un amplificatore a selettività variabile (fig. 8) la cui banda passante è centrata su una frequenza relativamente alta (75 MHz). La realizzazione di

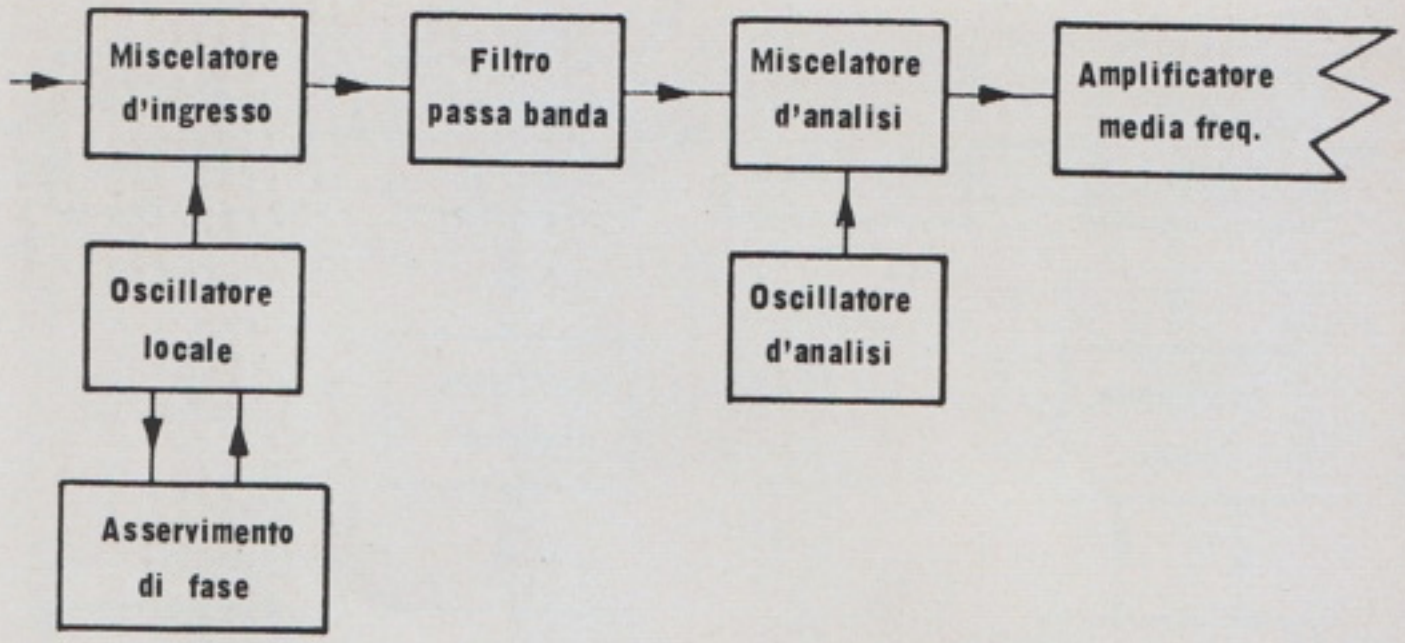


Fig. 7 - Per migliorare la stabilità dell'oscillatore locale, è necessario farlo precedere da un circuito di asservimento di fase di cui si può vedere l'effetto in figura 6.

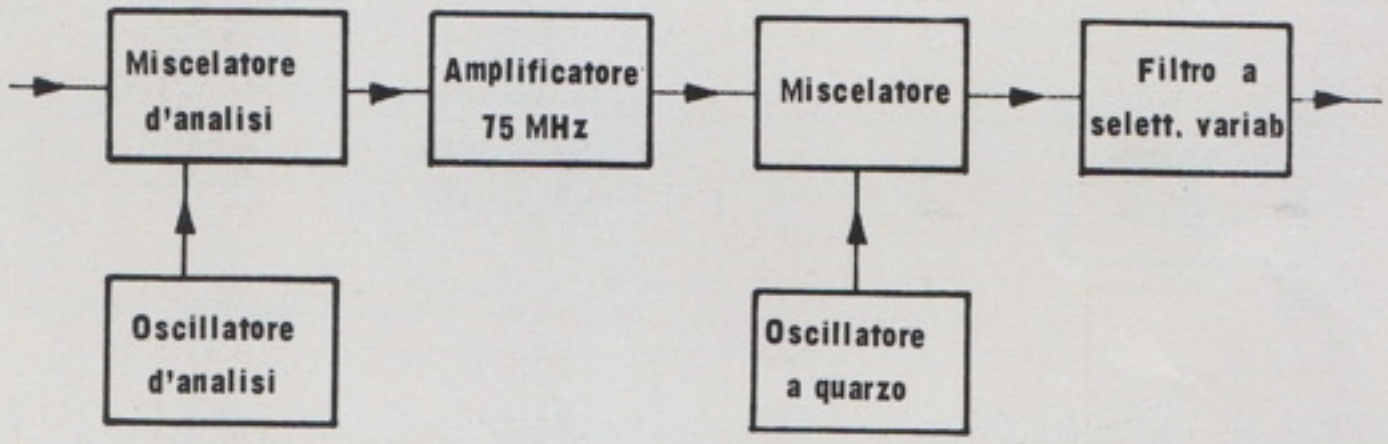


Fig. 8 - Allo scopo di poter regolare meglio la risoluzione dell'analizzatore, è necessario far seguire il miscelatore d'analisi da un amplificatore a selettività variabile.

un tale circuito per una risoluzione di 1 kHz ci porterà a un valore di $Q = F_o/\Delta F = 75.000$. Per eliminare questa difficoltà si trasporta di nuovo questa frequenza intermedia in modo da realizzare un filtro a se-

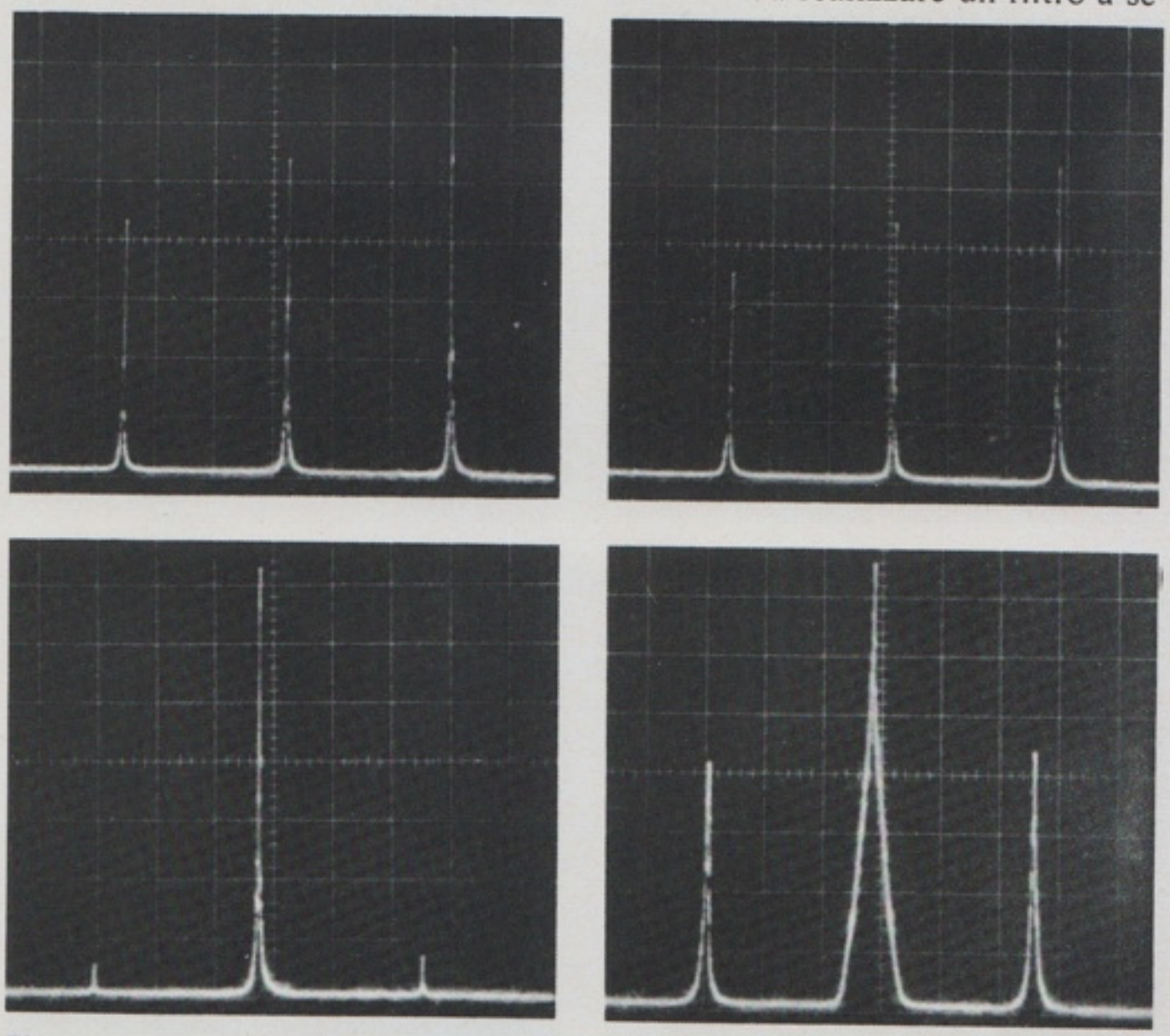


Fig. 9 - A sinistra, in alto, rappresentazione degli spettri in risposta lineare. A destra, in alto, stesso spettro di sinistra ma con risposta quadratica (si noti l'altezza dei picchi). A destra, in basso, stesso spettro di sinistra ma con risposta logaritmica.

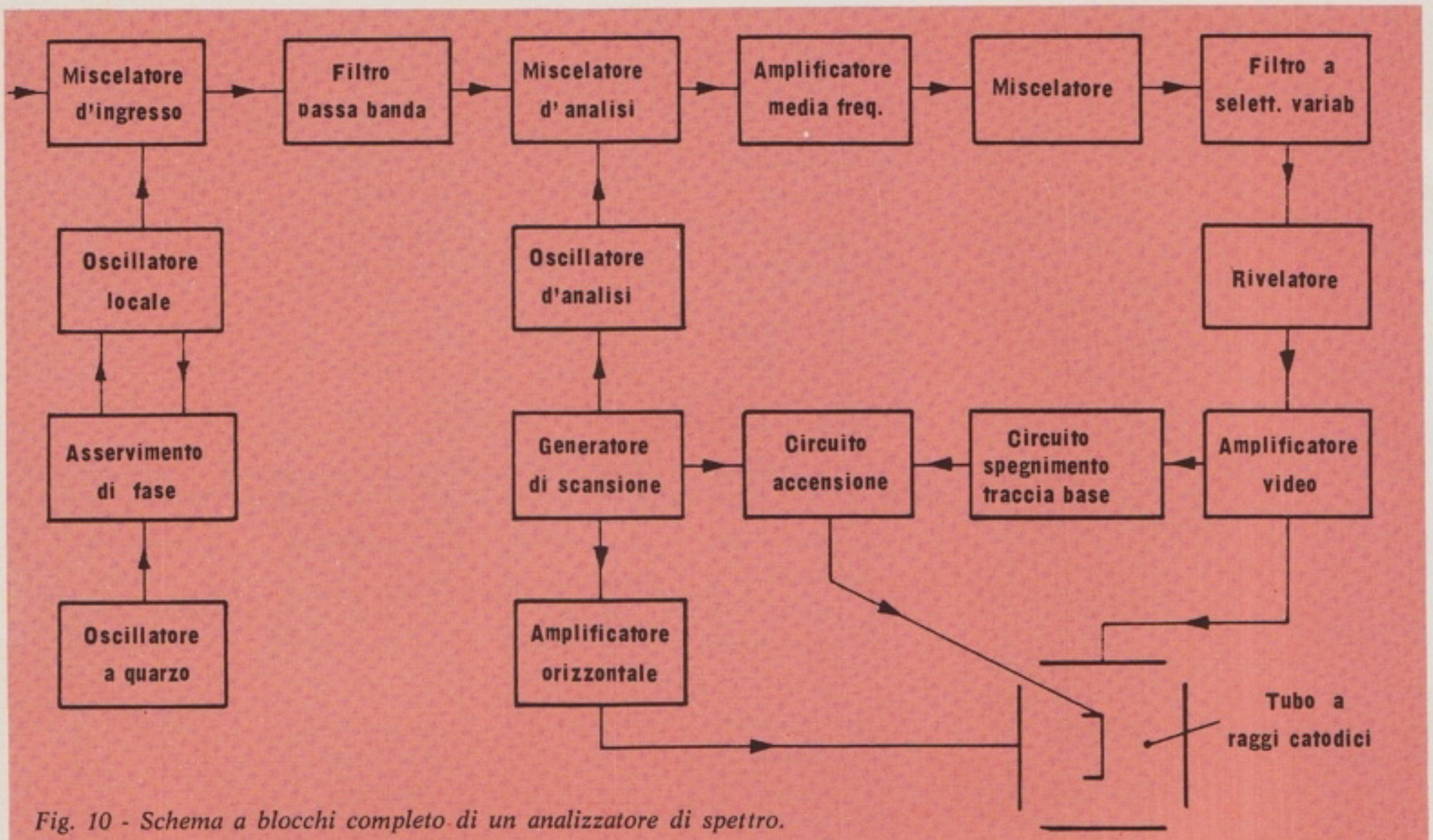


Fig. 10 - Schema a blocchi completo di un analizzatore di spettro.

lettività variabile centrato su un valore di frequenza più basso (5 MHz).

Dopo questo stadio amplificatore a selettività variabile si trovano gli stadi di rivelazione, poi di amplificazione video. Generalmente l'amplificatore video possiede tre metodi di funzionamento per ciò che riguarda la sua risposta di ampiezza di uscita in funzione della ampiezza d'ingresso (risposta lineare o logaritmica o quadratica). La risposta logaritmica viene usata quando si vogliono osservare dei raggi di ampiezza molto diversi allorché la risposta quadratica ci permette di accentuare gli scarti di ampiezza molto vicini fra due raggi (fig. 9).

Per completare lo schema a blocchi (fig. 10), si deve regolare il generatore di scansione che fornisce la tensione a dente di sega necessaria per effettuare la vobbulazione in frequenza dell'oscillatore d'analisi e la deviazione orizzontale del tubo a raggi catodici.

Inoltre nello schema completo, si introdurrà il circuito di accensione del tubo a raggi catodici che comprende un circuito di accensione normale, vale a dire un circuito che accende il tubo durante la durata della scansione e un circuito di accensione della traccia di base, vale a dire un circuito che attenua l'intensità del fascetto catodico quando lo spot descrive la traccia di base (fig. 11).

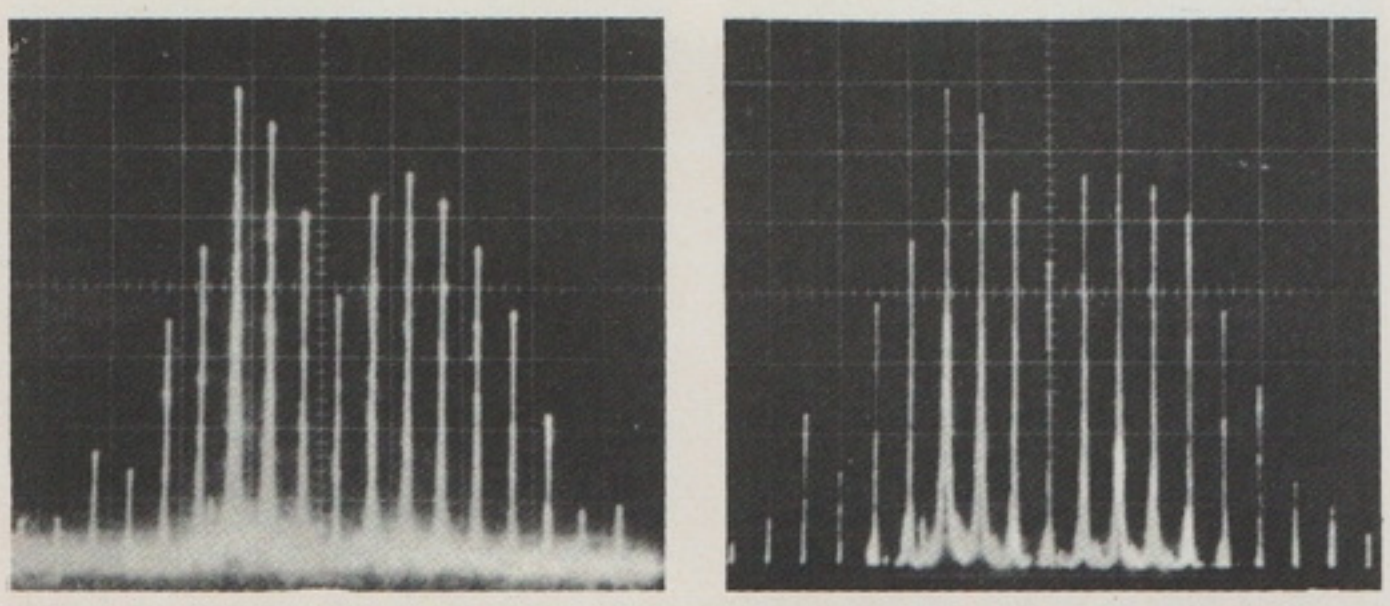


Fig. 11 - Effetto dell'estinzione della traccia di ritorno. A sinistra, senza estinzione e, a destra, con estinzione.

IL BILANCIO DELL'AUTOVOX

Presieduta dal cav. lav. Daroda si è tenuta a Roma l'assemblea della Autovox *con sede in Roma e capitale di lire 2 miliardi 450 milioni, che ha approvato il bilancio al 31 agosto 1971.*

L'esercizio, caratterizzato dalla stasi che sta attraversando l'industria radio-televisiva, ancora in attesa delle decisioni sull'introduzione in Italia della Tv a colori — che costituirebbe un poderoso rilancio di tutto il settore — si è chiuso con una perdita di lire 157 milioni che è stata riportata a nuovo.

Prosegue frattanto l'attività della Autovox secondo i programmi prestabiliti, peraltro ridotta essenzialmente all'estero.

Inoltre l'assemblea, modificando in tal senso una disposizione dello statuto sociale, ha spostato la chiusura degli esercizi dal 31 agosto al 31 dicembre di ogni anno.

PROTEZIONE DEI TUNER UHF PER TELEVISIONE

CONTRO LE SCARICHE DI ORIGINI ATMOSFERICHE

In questa nota si descrive una ricerca sperimentale sulle condizioni circuitali per cui, i transistori montati come front-end nei tuner UHF, resistono alle scariche, di origine elettrostatica, che tendono a distruggerli e si suggeriscono le modifiche da apportare al circuito di ingresso per ottenere una maggior sicurezza di funzionamento.

Un guasto che si presenta abbastanza spesso nei televisori è la rottura del transistore del primo stadio del tuner, quello che si trova immediatamente adiacente all'antenna. L'inconveniente non può essere attribuito al funzionamento regolare previsto per il dispositivo, che non è particolarmente sollecitato.

L'esame dei casi nei quali il fenomeno si è presentato, ha fatto constatare la sua dipendenza dalle condizioni d'isolamento dell'impianto d'antenna. Se l'antenna non ha una messa a terra efficiente può portarsi, a causa dei fenomeni atmosferici di vario genere a potenziali molto elevati, che si presentano ai terminali d'ingresso del televisore ad essa collegato.

Normalmente i televisori hanno all'ingresso dei condensatori serie per evitare che tensione di rete, o tensione continua, siano presenti ai morsetti e possano nuocere alle persone, o mettere sotto tensione l'impianto centralizzato cui si voglia collegare l'apparecchio.

In queste condizioni la tensione elettrostatica dell'antenna può salire, fino a determinare una scarica a massa in qualche parte dell'impianto. La tensione si riduce allora bruscamente determinando nei circuiti d'ingresso del televisore dei transistori anche notevoli.

Transistori di tensione, magari ripetuti in tempi brevi, sono dovuti pure alle scariche elettriche atmosferiche che avvengono in prossimità dell'antenna.

All'ingresso del transistore si presentano delle oscillazioni smorzate la cui forma ed ampiezza dipendono dal circuito in cui il transistore è inserito, in particolare dalla rete che trasferisce il segnale dai morsetti d'ingresso del televisore.

I picchi di tensione che favoriscono la conduzione del transistore (i positivi per i transistori p-n-p, in quanto la connessione è a base comune) arrivano con ampiezza limitata dall'effetto di partizione tra la rete d'ingresso e la bassa conduttanza del transistore, che opera un effetto di clamping. Ne risultano così esaltati i picchi di segno contrario

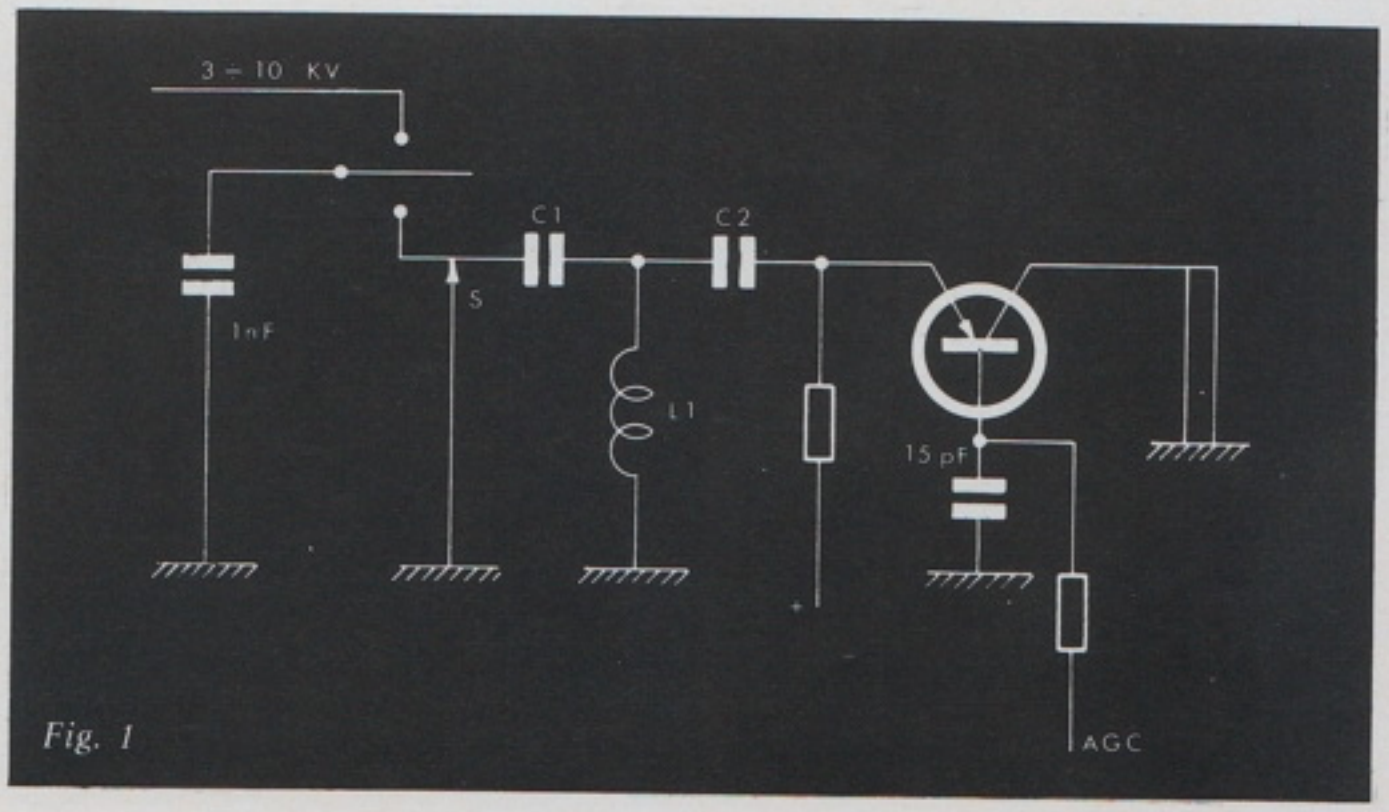


Fig. 1

che sollecitano, la giunzione emettitore-base nel senso di non conduzione, e, a lungo andare o subito, si possono peggiorare le prestazioni del transistore o addirittura distruggerlo.

Ricordiamo infatti che i transistori per alte frequenze, usati nei tuner, sono del tipo a piccola geometria, poco adatti ad assorbire impulsi di potenza, poiché dissipano poco, ed impulsi di tensione, in quanto presentano capacità molto piccole.

PROVE DI CARATTERE SPERIMENTALE

Se le rotture avvengono essenzialmente per causa delle scariche elettriche, occorre stabilire un sistema di laboratorio che permetta in qualche modo di ripeterle e di valutare, almeno in modo approssimativo, l'entità dell'energia che mettono in gioco.

E' stato scelto il metodo della scarica di un condensatore, della capacità di 1 nF, caricato con tensioni da 3 kV a 10 kV.

L'efficacia di una protezione è stata messa in relazione con il numero di scariche che il tuner può sopportare senza che le sue prestazioni degradino.

E' stata adottata una certa successione di scariche, a tensione via via crescente, con cui sono stati provati vari circuiti. Sono stati scelti 6 valori di tensione, da 3000 - 10000 V, con dieci scariche per ognuno di essi.

Porre il condensatore carico tra massa ed ingresso del tuner, provoca una scarica in aria, che si localizza ora in una, ora in altra posizione. La scarica può avvenire, oltre che direttamente a massa, anche tra i terminali del condensatore d'ingresso C1 (fig. 1), oppure entro il condensatore, e romperlo.

Perché la scarica avvenga in un punto determinato e per ridurre la tensione, e quindi l'energia, in gioco, si è usato uno scaricatore costituito da una punta metallica collegata a massa ed affacciata al conduttore d'ingresso S (fig. 1).

Con il circuito di fig. 1, è sufficiente scaricare una volta sull'ingresso il condensatore caricato con 3 kV, perché il transistore si rompa.

La rete d'ingresso a «T» di fig. 1 è usata spesso nei tuner UHF, con C_1 sui 20-30 pF e C_2 da 5 a 10 pF, L_1 di 4-8 spire da 3 mm di diametro, in quanto fornisce buoni valori per la figura di rumore ed il rapporto di onda stazionaria.

Cambiare la posizione dello scaricatore, in modo da far avvenire lo scarico entro la cavità, oppure all'estremità lontana di un tratto di cavo coassiale (50 cm) collegato all'ingresso, non modifica la situazione: il transistore si rompe alla prima scarica.

Considerando i probabili meccanismi di rottura del transistore, si è provato a mettere un diodo in parallelo alla giunzione emettitore-base e nel verso contrario (fig. 2) per evitare che le tensioni inverse raggiungano valori dannosi alla giunzione.

Il diodo deve avere una bassa caduta di tensione diretta, essere veloce, e non introdurre un eccessivo aumento della cifra di rumore del tuner.

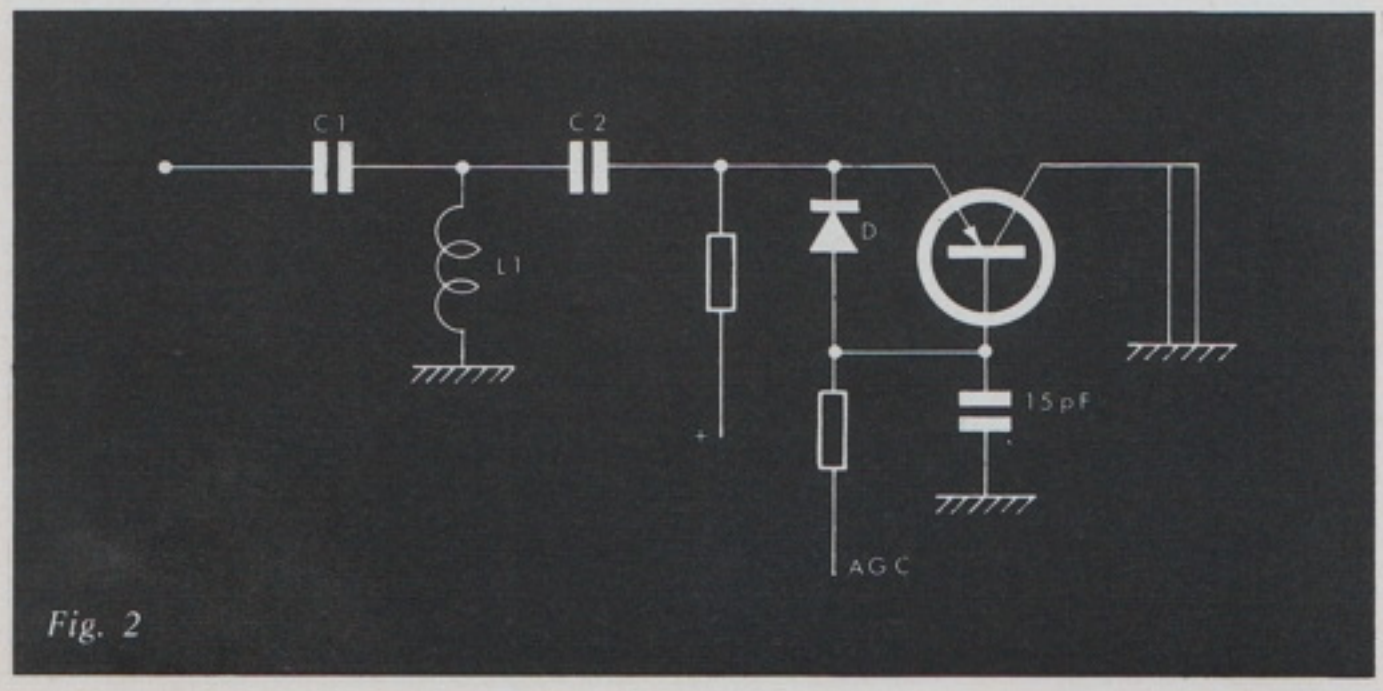


Fig. 2

Alla prova il diodo si è rivelato poco efficace: il transistore si rompe dopo poche scariche.

Un miglioramento nettissimo si è ottenuto cortocircuitando il condensatore C_1 di fig. 1. Con il collegamento diretto dell'ingresso alla bobina L_1 il transistore non si rompe con qualsiasi numero di scariche di tensione positiva all'ingresso.

Neppure scaricando direttamente sul terminale d'ingresso il generatore alta tensione (la cui capacità di uscita, 500 pF, viene caricata attraverso una resistenza da 1,3 MΩ) si notano alterazioni del transistore.

Non si ha alcuna scarica nel tuner, in quanto l'ingresso risulta collegato a massa attraverso una bobina di poche spire e l'energia elettrostatica si dissipa nella scarica che avviene tra il condensatore da 1 nF, o il generatore ed il terminale d'ingresso.

Nel caso di un impianto reale, l'antenna, collegata ad L_1, non potrà portarsi a potenziali continui diversi da zero, ed all'ingresso del tuner si potranno avere solamente impulsi di tensione dal fronte tanto ripido da essere bloccati dalla bobina.

Il circuito presenta però l'inconveniente della mancanza di isolamento tra la massa del tuner e la antenna.

Scaricando all'ingresso del tuner una tensione negativa, si osserva che la protezione risulta molto meno valida: 20 o 30 scariche negative possono determinare la rottura del transistore.

Si è provato l'effetto di un condensatore da 1 nF messo in serie all'ingresso, al posto di C_1. Il comportamento è migliore che con il circuito originale: occorrono da 30 a 50 scariche per portare il transistore a rottura.

Usando invece per C_1 il valore di 10 nF o di 50 nF, il tuner resiste alla serie di 60 scariche positive, da 3 kV a 10 kV, nonché alle corrispondenti 60 scariche negative.

Per il tuner su cui sono state eseguite le prove, le prestazioni di guadagno e rumore non variano quando il condensatore C_1 da 22 pF venga sostituito con uno da 50 nF. Con il BF 272 il guadagno rimane compreso tra i 26 ed i 31 dB,

la cifra di rumore tra i 6 e gli 8 dB.

Si possono fare alcune considerazioni sulla sollecitazione cui i transistori sono stati sottoposti durante le prove. Sono state osservate differenze nella resistenza alla rottura, anche notevoli, da un transistore all'altro.

Esaminando all'oscilloscopio le tensioni indotte nel circuito dalle scariche, si vede che sono ben lontane dall'avere la stessa ampiezza. Perciò il numero di scariche che porta il transistore alla rottura, può dipendere anche dal comparire casuale, di una scarica particolarmente potente, che da sola riesca a compiere l'opera per cui sarebbero necessarie parecchie scariche più deboli.

D'altra parte, tenendo conto che le sollecitazioni di laboratorio possono non riprodurre bene, neppure in scala, quelle reali, si ritiene di avere già indicazioni sufficienti perché il circuito risultato migliore venga applicato e provato nelle condizioni reali di impiego.

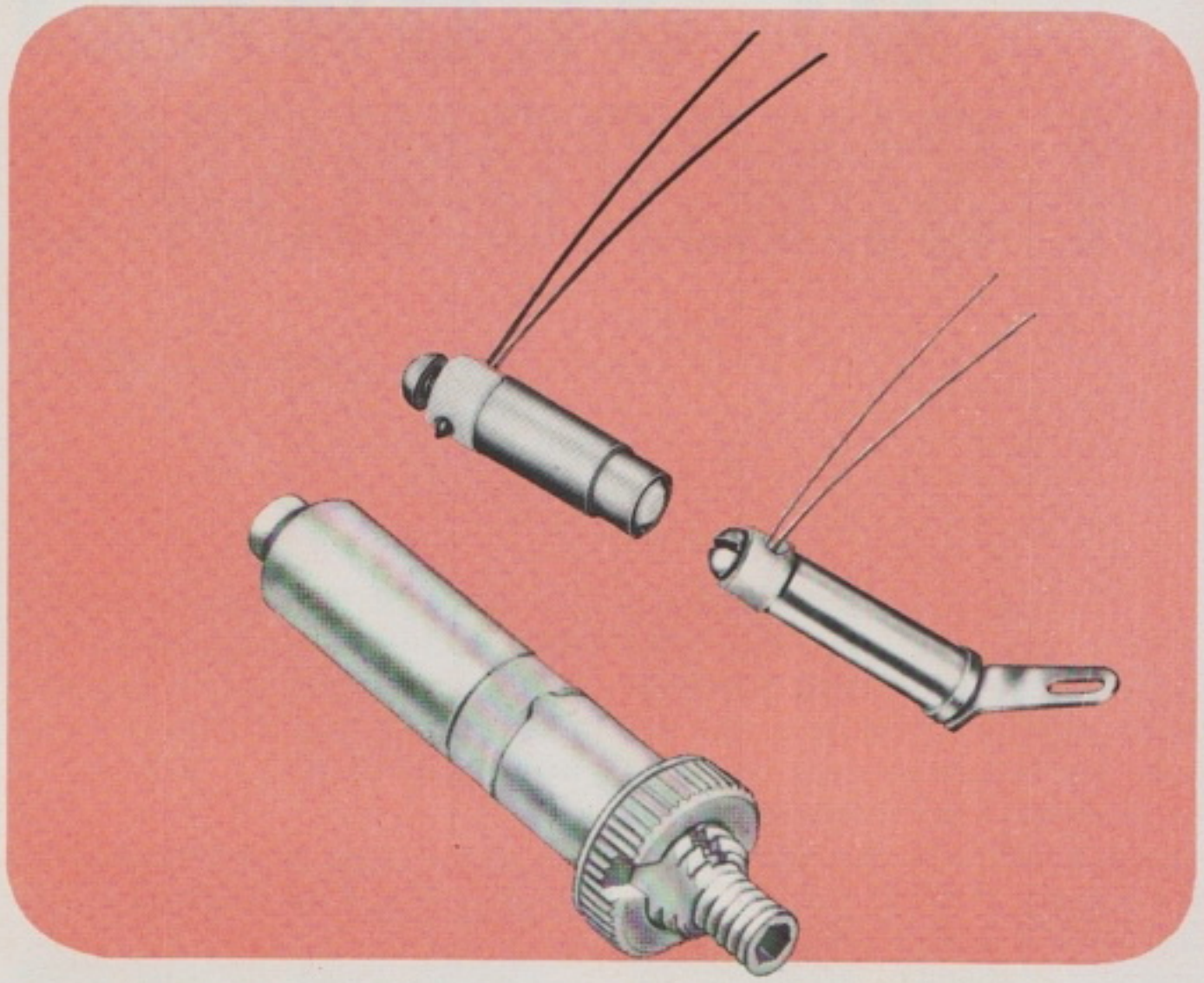
CONCLUSIONE

Per proteggere il transistore a radiofrequenza contro le scariche di origine atmosferica, risulta conveniente il circuito di fig. 1 con il valore da 10 nF a 50 nF per il condensatore C_1.

Occorre notare che questo è il valore di capacità presente tra l'antenna e la bobina L_1. Pertanto, occorrerà dimensionare opportunamente anche eventuali condensatori di blocco posti in serie ai morsetti del televisore.

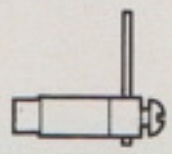
Inoltre, per evitare che l'energia accumulata dall'impianto d'antenna possa raggiungere valori troppo elevati, e che la corrispondente sollecitazione porti al deterioramento di parti del circuito (per esempio alla rottura di C_1) conviene prevedere una zona dove le scariche si formino di preferenza. Questa zona potrebbe essere costituita, sul rame del circuito stampato, da due punte, una sul conduttore di ingresso, l'altra a massa, affacciate ad una distanza inferiore a quella normale per il circuito, e piccola abbastanza da scaricare prima della rottura di C_1.

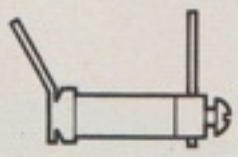
TRIMMER SUBMINIATURA
in teflon®

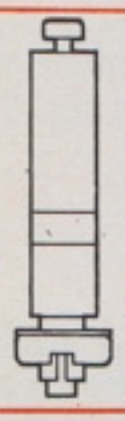


Particolarmente adatti per impieghi in VHF e UHF dove sono richiesti bassi valori di capacità minima e di Δ c. La risoluzione e la stabilità elettrica fornita sono elevate. La sintonia è uniforme e lineare.
Coeff. di temperatura: +50±50 ppm/°C
Resistenza d'isolamento: 10^6 MΩ
Gamma di temperat.: —55°C...+150°C
Resistenza elevata agli urti ed alle vibrazioni.
Nell'esecuzione per circuiti stampati le parti metalliche sono dorate ed i terminali del tipo a saldare; nella versione per montaggio a pannello, esse sono argentate e trattate.
L'isolamento è in teflon.
Teflon = nome commerciale reg. dalla Du Pont.

JOHNSON®







Dimensioni - mm			
diametro	3,55	3,55	8,13
lunghezza max	19,17	21,03	41,2
Capacità - pF			
minima	0,25	0,25	0,30
massima	1,5	1,5	2,9
Tens. max di picco - V	2000	2000	2000
Regolazione - giri/cm	31,5	31,5	15,75
Coppia di rotaz. - g. cm	14,4 ÷ 216	14,4 ÷ 216	14,4 ÷ 720
Montaggio	circuito stampato	capocorda a sald.	a pannello
Cat. originale	273-0001-001	273-0001-002	273-0015-001
Codice G.B.C.	OO/0103-00	OO/0103-02	OO/0103-04

Distribuiti dalla G.B.C. Italiana s.a.s. - Viale Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B.

GENERATORE DI SEGNALI DI SINCRONISMO PER TV SP SF

a cura di A. RECLA

Il complesso SPSF prodotto dalla notissima casa tedesca ROHDE-SCHWARZ ha lo scopo di generare i vari impulsi che occorrono nella televisione in bianco e nero, soprattutto per quanto riguarda la sincronizzazione dei segnali. Con l'avvento della televisione a colori, oltre all'onda portante cromatica, occorrono come è noto altri impulsi. Il generatore è composto da tre unità contenute in un'unica custodia con dimensioni standardizzate per montaggio su «rack»; le unità si possono però avere anche separatamente.

Il complesso è stato studiato nelle versioni adatte allo standard PAL NTSC e SECAM e ciò per la norma 625, 525 e 819 righe.

Come è visibile dall'aspetto esterno in fig. 1 e dallo schema a blocchi di fig. 2 il complesso è costituito da 3 unità: un generatore della portante cromatica, un generatore di impulsi normalizzati e un generatore del burst.



Fig. 1 - Il generatore di segnali di sincronismo tipo S P S F nella sua custodia. Da sinistra: generatore della portante cromatica S F N F, generatore di impulsi normalizzati S T N F, generatore del burst S B N F.

GENERATORE DELL'ONDA PORTANTE CROMATICA

Fornisce l'onda portante cromatica F; da questa tramite accoppiamento vengono ricavati gli altri impulsi aventi la frequenza di riga e di quadro. L'oscillatore è costituito da un generatore a quarzo avente un'elevata costanza di frequenza (10^{-7}). Questo funziona partendo dal doppio della frequenza portante cromatica, ciò che ha il vantaggio di conferire al generatore una bassa deriva di frequenza nonché un'elevata robustezza. Nella sua costruzione vengono impiegati circuiti digitali.

Per estrarre l'onda portante cromatica non viene impiegato un circuito oscillante poiché una piccola dissintonizzazione di questo porterebbe a sfasamenti nella portante cromatica.

La portante viene suddivisa su cinque uscite mediante uno stadio separatore di uscita da 75 Ω; la tensione per ogni uscita è di 2 V.

Al generatore può essere inviata anche una portante cromatica esterna. In questo caso esso funziona come circuito di riserva, mentre quando la tensione esterna scende al di sotto di un valore minimo, essa viene completamente disinserita, ed entra in funzione l'oscillatore a quarzo interno. Il circuito è provvisto di alimentazione propria stabilizzata ed è disposto su di un circuito stampato accessibile per scopi di assistenza.

GENERATORE DI IMPULSI NORMALIZZATI

Partendo dallo stadio di accoppiamento con l'onda portante cromatica vengono generati gli impulsi necessari sia per la televisione in bianco e nero, ossia l'impulso di sincronismo S, l'orizzontale H, il verticale V, gli impulsi di soppressione A, e, per l'impiego in televisione a colori, anche l'impulso P per il sistema PAL e quello di identificazione K.

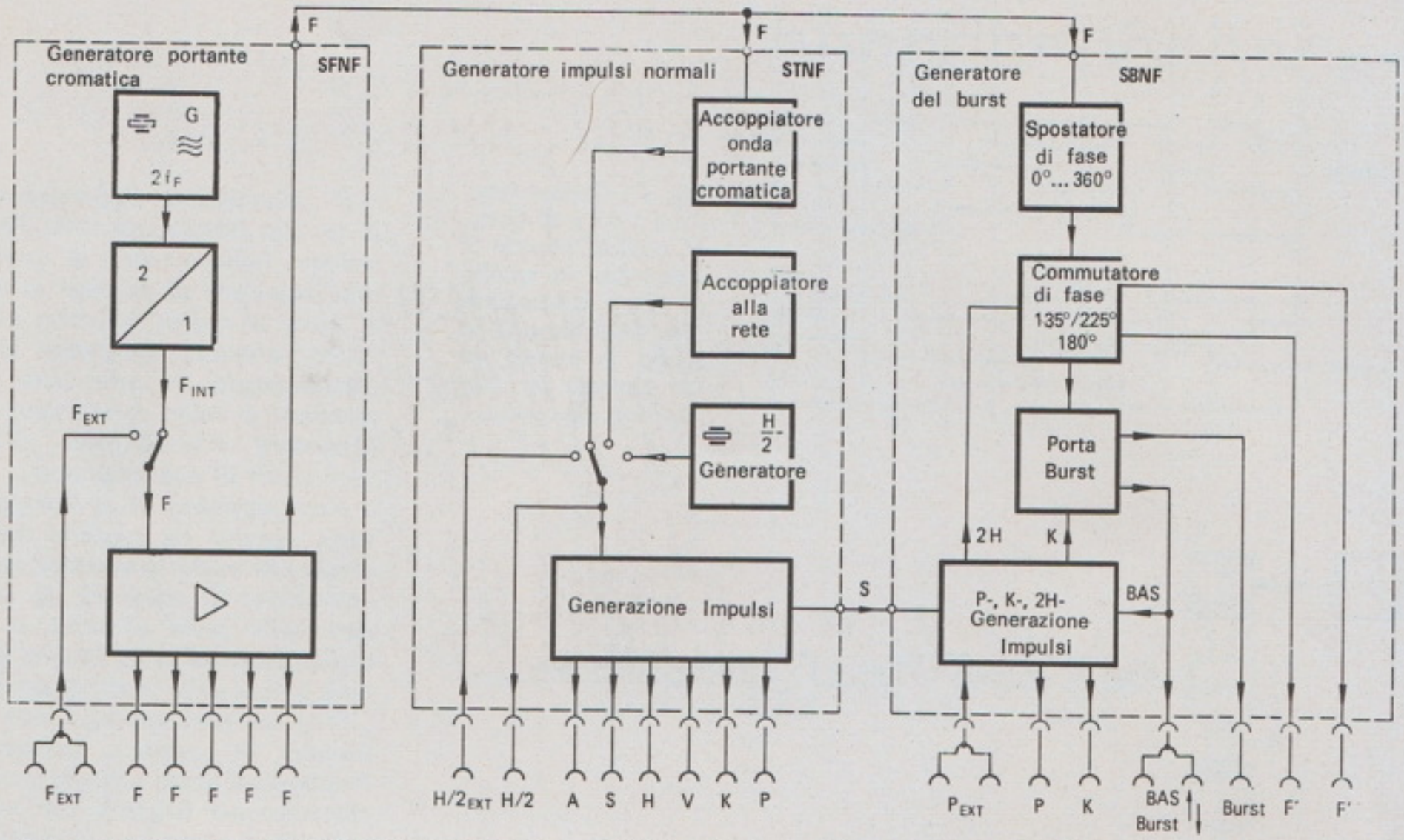


Fig 2 - Schema a blocchi del generatore complessivo costituito da tre unità; un generatore della portante cromatica, un generatore di impulsi normalizzati e un generatore del burst.

Il generatore si basa sui seguenti gruppi principali (fig. 3).

Generatore interno di cadenza a quarzo per la generazione degli impulsi partendo da una frequenza di 4 MHz.

Accoppiatore all'onda portante cromatica dalla quale si estrae un segnale di frequenza H/2.

Per la generazione degli impulsi dall'oscillatore a quarzo viene utilizzata una suddivisione per due che per mezzo di flip-flop fornisce le frequenze qui indicate con i rispettivi intervalli di tempo.

Cadenza	4000 kHz	0,25 µs
1. Divisione	2.000 kHz	0,50 µs
2. Divisione	1000 kHz	1,00 µs
3. Divisione	500 kHz	2,00 µs
4. Divisione	250 kHz	4,00 µs
5. Divisione	125 kHz	8,00 µs
6. Divisione	62,5 kHz	16,00 µs
7. Divisione	31,25 kHz	32,00 µs

Come si vede, l'ultima frequenza corrisponde al doppio di quella di riga (H/2).

Utilizzando un circuito logico NAND con 7 porte si possono ottenere alle uscite i vari impulsi necessari.

La **fig. 4** rappresenta come avviene la divisione partendo dalla cadenza 4000 kHz. Siccome scatta

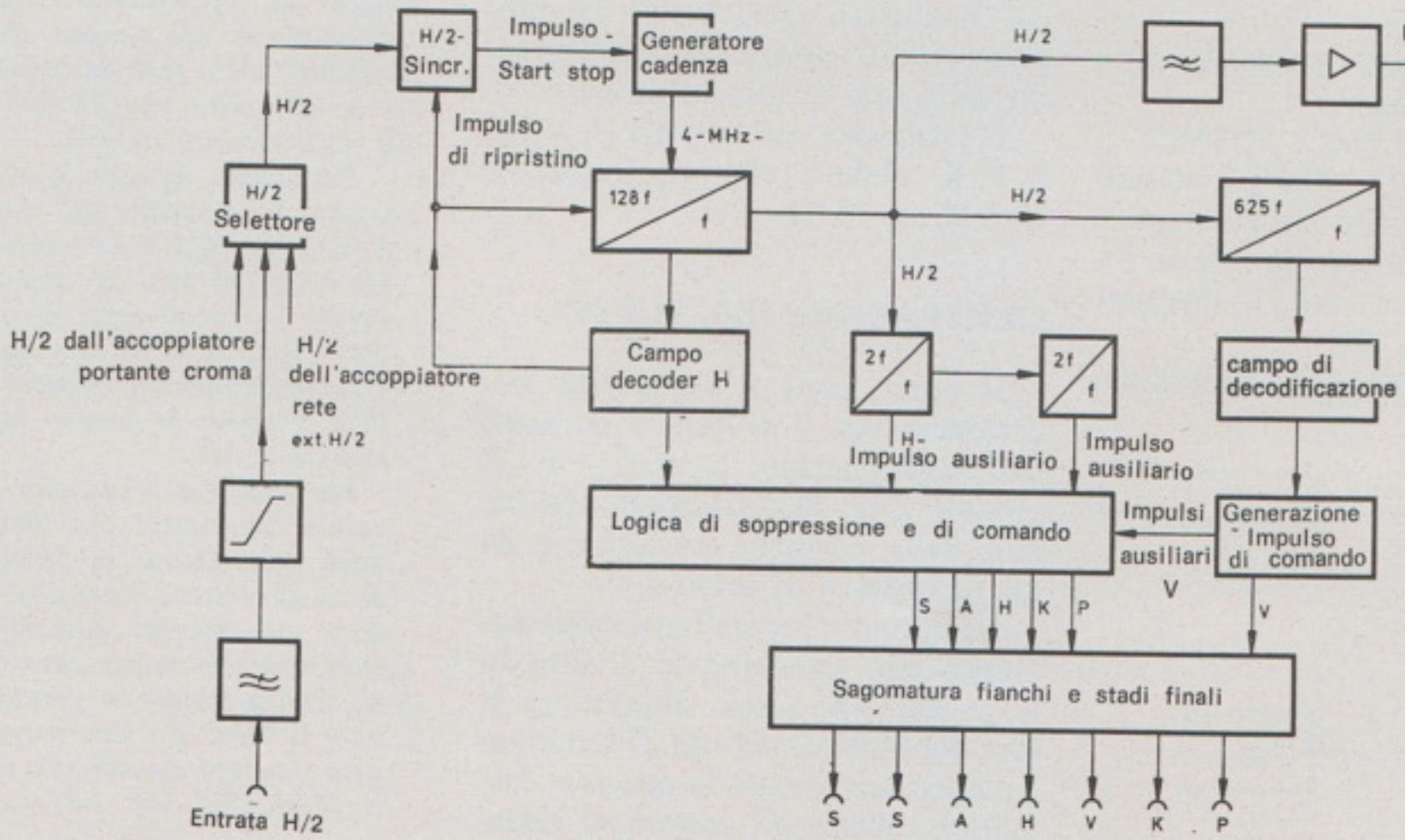


Fig. 3 - Schema a blocchi del generatore di impulsi normalizzati. I gruppi principali che lo compongono sono descritti nel testo.

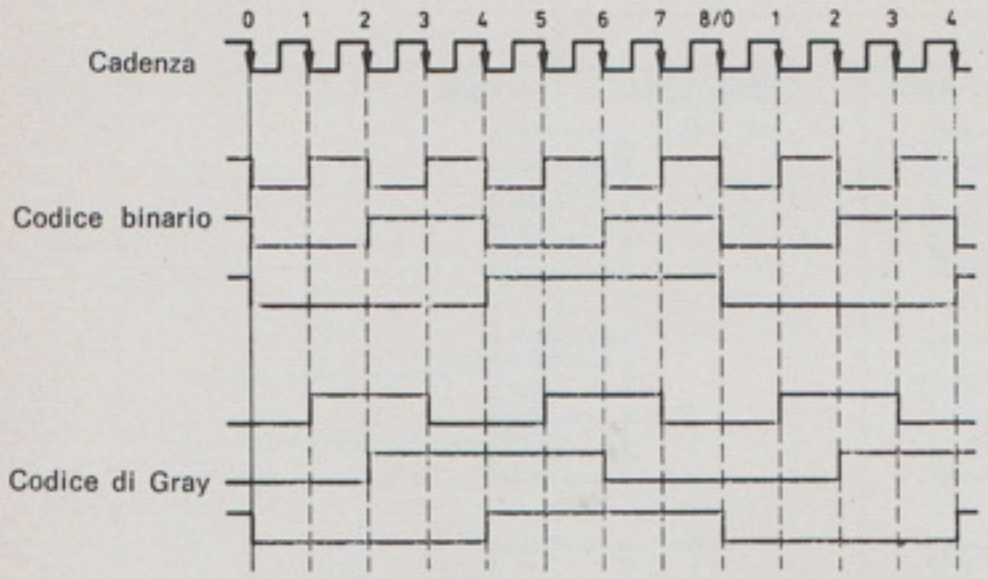


Fig. 4 - Codice binario a 3 bit e di Gray. Il codice binario è compreso in quello di Gray, tuttavia la fase degli impulsi fu scelta in modo da far scattare un solo flip-flop alla volta.

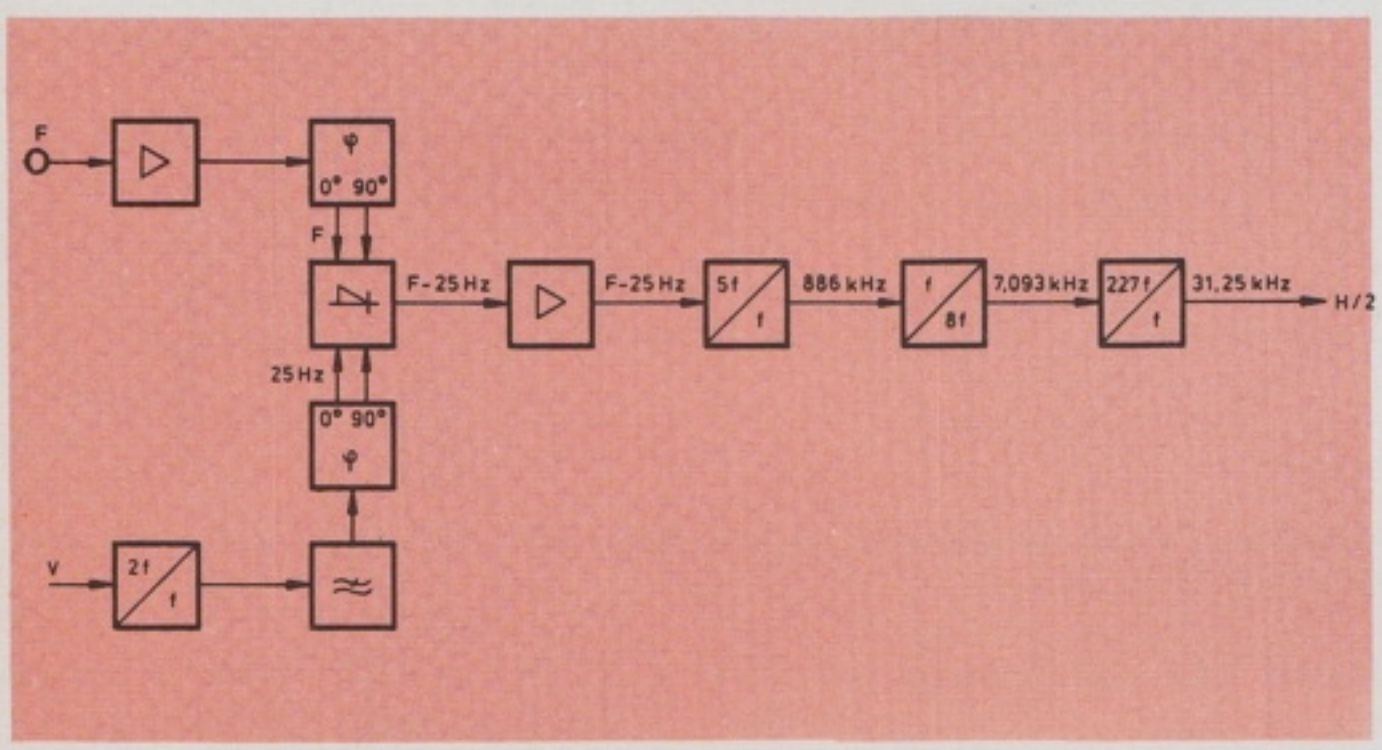


Fig. 5 - Schema a blocchi relativo all'accoppiatore dell'onda portante cromatica.

sempre un flip-flop solo, la divisione avviene col sistema binario, il quale però, per ragioni inerenti alla eliminazione di disturbi, è contenuto nel codice di Gray.

Se si parte invece dalla portante cromatica esterna F tramite un apposito accoppiatore (fig. 5), il segnale H/2 si ottiene partendo dalla seguente equazione

$$f_{H/2} = (F\text{-}25\ Hz) \cdot 8/1135$$

La differenza F - 25 Hz è ottenuta con un apposito modulatore a banda laterale unica, mentre la divisione per 1135 avviene in due passaggi, ossia 5 e 227.

E' previsto infine l'accoppiatore alla rete mediante un circuito di regolazione (fig. 6) nel quale si confronta in un apposito discriminatore di fase un impulso a dente di sega, ricavato dalla rete, con l'impulso verticale. La tensione ricavata controlla un multivibratore H/2 la cui frequenza varia perciò in relazione con le variazioni che avvengono nella rete di alimentazione.

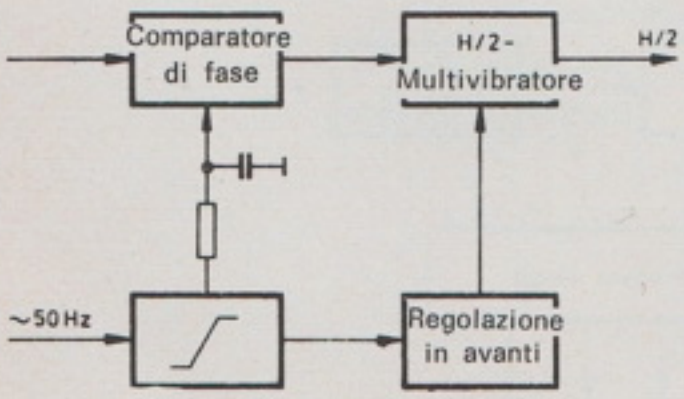


Fig. 6 - Schema a blocchi dell'accoppiatore con la rete.

L'uscita dei vari segnali H, V, A, S, P, K avviene con un livello di —4 V su 75 Ω.

GENERATORE DEL BURST

Il burst, ossia il segnale di sincronismo per il colore, è derivato dall'onda portante cromatica F. Il circuito (fig. 7) è composto del canale della portante cromatica e da un generatore di impulsi.

La portante cromatica subisce anzitutto uno spostamento di fase fino a 360° allo scopo di adattare la fase del burst al segnale di luminanza. Successivamente la portante cromatica subisce gli opportuni sfasamenti per ottenere il burst alternato,

UNA CONSIDERAZIONE A PROPOSITO DEL «GENERATORE DI SEGNALI DI SINCRONISMO»

E' recentissima l'affermazione di un alto funzionario della Televisione Italiana che, di fronte alla situazione di impasse in cui si trova la nostra industria televisiva, propose, vorremmo dire candidamente, la costruzione di televisori a colori funzionanti in bistandard PAL-SECAM. «Così siete sicuri di non sbagliare».

Non sappiamo se il consiglio verrà seguito da qualche industriale che voglia cimentarsi nella costruzione di televisori da vendere sulla costa adriatica o su quella tirrenica o in quella ben nota fettina della pianura padana.

Non saremmo poi noi i primi a trovarci in questo... frangente. Pensiamo ai nostri colleghi tecnici che sono nel Belgio e che sono costretti a costruire televisori a colori due volte bistandard, ossia 625/PAL e inoltre 819/SECAM. Il tutto montato sullo stesso telaio e inoltre con gli speciali comandi per un passaggio immediato dai programmi provenienti dalla regione tedesca a quelli provenienti dalla regione francese!

Fra lo standard 625 e quello a 819 righe esistono, come è noto, varie differenze, fra cui la più importante quella della modulazione video che per lo standard 625 è negativa, mentre per 819 è positiva.

In conseguenza di ciò gli impulsi di sincronismo risultano ribaltati in un sistema rispetto all'altro; ciò a parte la loro forma e la frequenza, che per 819 righe è naturalmente diversa.

Per quanto riguarda la portante colore in ambedue gli standard PAL e SECAM è 4,43 MHz, però è uguale solo in apparenza, perché in realtà sono diverse le altre quattro cifre che seguono il suddetto numero. Infine il burst PAL possiede la famosa commutazione di 90°.

Per facilitare il compito di chi volesse accingersi al... bi-bistandard presentiamo la descrizione di un generatore (costruito secondo i più recenti dettami della tecnica e contenenti circuiti logici) atto a fornire la portante colore, il burst e i sincronismi per i tre standard attualmente esistenti (PAL, SECAM, NTSC).

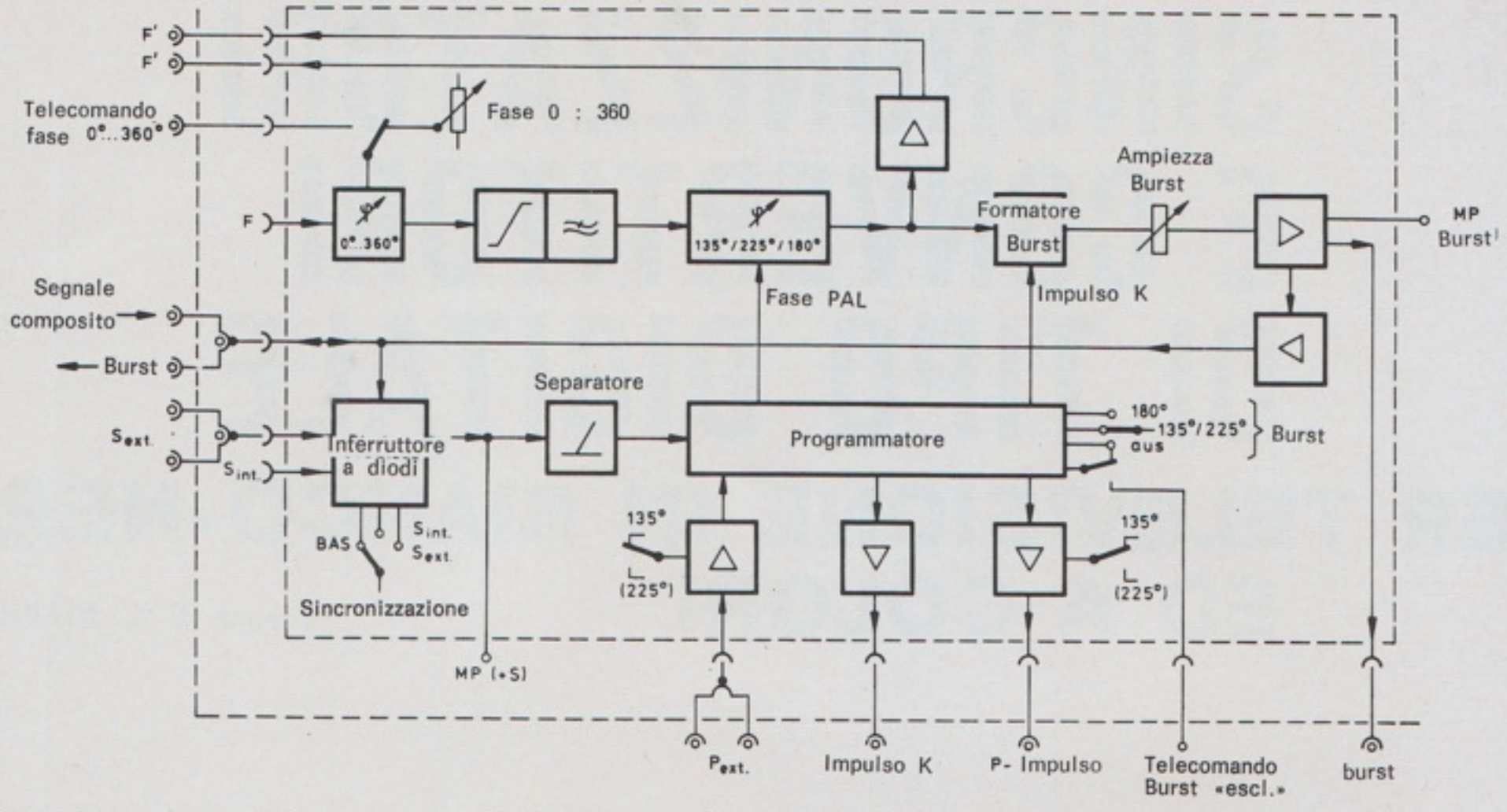


Fig. 7 - Schema a blocchi del generatore del burst. Il canale cromatico è illustrato sopra mentre il generatore d'impulsi è illustrato sotto.

ossia 135° e 225° mentre la fase media rimane a 180°.

Il comando del burst è effettuato tramite un segnale di frequenza di riga allo scopo di inserire il burst nel segnale composito, esso è inoltre comandato da un apposito impulso K per l'identificazione, mentre un altro impulso determina la fase 135° -225° (ossia 90°).

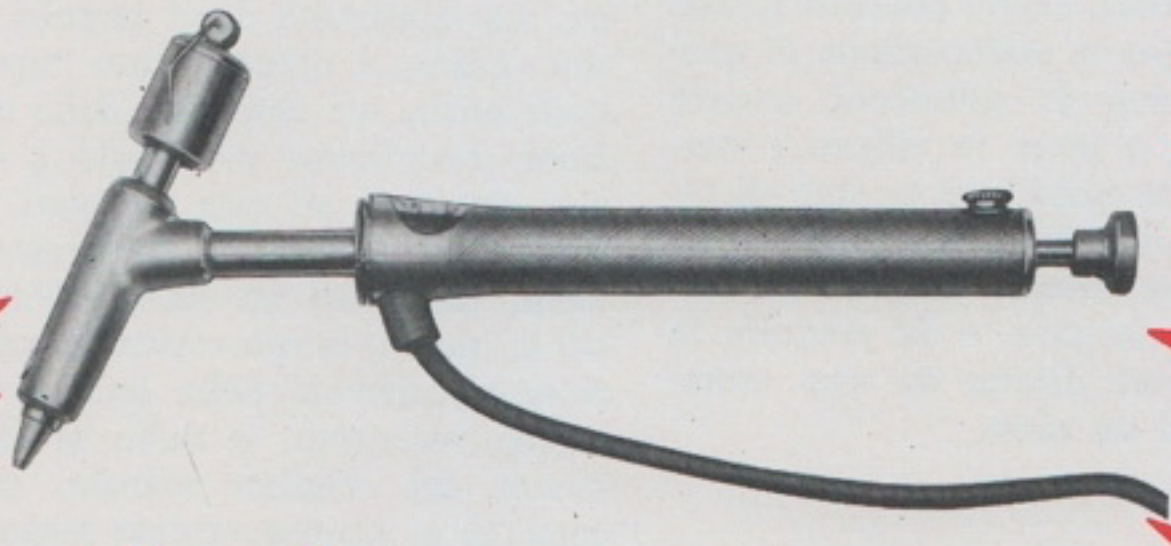
Il segnale del burst esce con una ampiezza di 1V su 75 Ω; all'uscita sono pure disponibili i segnali P e K separatamente.

Il generatore del burst è costruito su 9 circuiti stampati inseribili a prese allo scopo di facilitare l'assistenza.

Riassunto rielaborato dalla Neues Von Rohde - Schwarz 18 April/ Mai 1971

il dissaldatore - aspiratore

Il dissaldatore-aspiratore combina, in modo funzionale, una pompa ad azione aspirante ed un elemento riscaldante, ottenuto con fusione di alluminio. L'involucro è costituito da acciaio inossidabile così che l'impugnatura non possa diventare troppo calda. La funzionalità della costruzione rende il dissaldatore-aspiratore maneggevole anche con una sola mano. La punta riscaldante fonde lo stagno che poi viene aspirato lasciando pulita la superficie.



Alimentazione:	220 V - 60 W
Lunghezza:	260 mm
Peso:	300 g
Diametro della punta:	4 mm
Temperatura di punta:	370°C
N. originale:	TPL - 60
Codice G.B.C.:	LU/6200-00

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

SINCRONIZZATORI E CONVERTITORI DI TIPO DIGITALE

PER TELEVISIONE IN BIANCO-NERO ED A COLORI

a cura di L. BIANCOLI

Gli ultimi perfezionamenti apportati alle reti di trasmissione televisiva in ogni Paese civile, sia per irradiare trasmissioni da un punto qualsiasi di una nazione, in modo tale che esse possano essere ricevute su tutto il territorio, sia per le diffusioni a carattere europeo (Eurovisione) e persino a carattere mondiale (Mondovisione), hanno determinato problemi di grave entità, soprattutto a causa dell'impiego di differenti «standard» televisivi, in uso nei diversi Paesi nei quali il programma deve essere ricevuto. Per concessione della B.B.C., la Rivista Wireless World ha pubblicato l'articolo che segue, che chiarisce alcuni concetti fondamentali per la realizzazione di questo sistema di diffusione «senza confini», e pone in rilievo i vantaggi della cosiddetta tecnica «field-storage», con la quale si riesce a sincronizzare diverse sorgenti di immagini televisive, e ad eseguire la conversione diretta da uno «standard» ad un altro.

Uno dei modi in cui la presentazione dei programmi televisivi ha subìto notevoli miglioramenti in questi ultimi anni consiste nel fatto che — entro i limiti delle possibilità tecniche attuali — si è riusciti a fare in modo che le immagini provenienti da una grande varietà di sorgenti, per quanto diverse e distanti esse siano tra loro, possano essere perfettamente sincronizzate.

Tra i diversi motivi di ciò, occorre considerare in primo luogo la necessità di creare una serie ininterrotta di impulsi di sincronismo, tale cioè che i tele-spettatori non vengano disturbati da fenomeni di perdita momentanea del sincronismo o da altri difetti nella riproduzione di immagini, quando viene eseguita la commutazione da una sorgente di informazione ad un'altra. La continuità degli impulsi di sincronismo è naturalmente importante anche nei confronti della stazione trasmittente principale, e dei vari ripetitori ad essa collegati, in particolare quando il programma viene registrato su nastro video: ciò in quanto la successiva riproduzione consistente nella lettura del nastro registrato, e nello sfruttamento del relativo segnale, così come se la ripresa venisse eseguita direttamente, può essere gravemente compromessa per un certo numero di secondi, a causa di qualsiasi eventuale discontinuità nella serie progressiva di impulsi di sincronismo, anch'essi registrati sul nastro.

I TRE METODI PRINCIPALI

Un ulteriore vantaggio derivante dalla disponibilità di sorgenti di informazione video tra loro sincronizzate risiede nella possibilità di ottenere effetti speciali, come ad esempio la tecnica di «split-screen», o suddivisione dello schermo, nella quale si ottiene la riproduzione contemporanea di due o più sorgenti di informazione video, ciascuna delle quali occupa una parte dello schermo. Questa parte può essere pari alla metà, alla terza o alla quarta parte, o può anche costituire un «inserto» nell'immagine principale, di forma particolare, come ad esempio un quadrato, un triangolo, un cerchio, ecc. Inoltre, il sincronismo dei segnali provenienti dalle diverse fonti di informazione video conferisce ai tecnici che provvedono ad irradiare il programma, ed alla relativa regia, la possibilità di ottenere dissolvenze, coperture parziali, miscelazioni, ecc., anziché alternare tra loro i diversi punti salienti di programmi simultanei o comunque irradiati in un'unica trasmissione.

Per meglio chiarire le diverse possibilità di «regia» che la tecnica attuale consente, la **figura 1** illustra alcuni dei tipici effetti di miscelazione di più segnali, ai quali abbiamo spesso occasione di as-

sistere nelle trasmissioni televisive di cronache, film, documentari, riviste, racconti sceneggiati, «sketch» pubblicitari, ecc.

Quando le diverse sorgenti del segnale video sono tutte dislocate in un unico edificio, provvisto di un certo numero di «studi» di ripresa appositamente attrezzati, non sussistono gravi difficoltà agli effetti del conseguimento del sincronismo, in quanto ciascuna di esse può essere alimentata da un comune generatore di impulsi. In tal caso — mediante la semplice regolazione del tempo di scansione, che viene eseguita nei confronti della suddetta sorgente di impulsi che alimenta le diverse telecamere — si ottiene facilmente la sincronizzazione esatta e virtualmente costante dei diversi segnali video disponibili.

Quanto sopra non è ovviamente altrettanto facile quando invece le sorgenti di informazione video sono più o meno distanti tra loro.

Questo articolo prende in considerazione i metodi principali adottati dagli Enti di trasmissione televisiva, per ottenere il sincronismo perfetto tra sorgenti di segnali relativamente distanti tra loro. Sotto questo aspetto, viene data particolare importanza al metodo più moderno, denominato sincronizzazione «field-store» (ad immagazzinamento di campo), nonché alla praticità che deriva dalla realizzazione di un sistema relativamente economico, e caratterizzato da prestazioni eccezionali, basato sull'impiego delle tecniche digitali.

Indipendentemente da ciò, vengono qui considerate anche le norme di impiego di queste tecniche, agli effetti della conversione del sistema di trasmissione da uno «standard» ad un altro.

I metodi esistenti per la sincronizzazione di diverse sorgenti simultanee di segnale video possono essere suddivise in tre categorie principali, elencate e descritte qui di seguito separatamente.

Il metodo «Genlock»

In questo metodo, il segnale proveniente dalla sorgente distante viene considerato come segnale principale, per cui gli impulsi di sincronismo prodotti nello studio centrale vengono regolati automaticamente in modo da sincronizzarsi con gli impulsi provenienti da questa sorgente.

Il sistema è semplice e conveniente, ma presenta lo svantaggio che l'operazione di sincronizzazione deve essere eseguita lentamente, per evitare di compromettere il funzionamento dei ricevitori in funzione presso i tele-spettatori, e di altre apparecchiature connesse all'impianto.

Oltre a ciò, il metodo permette l'impiego — come sorgente principale di segnale — di una sola sorgente remota per volta, ed è quindi indispensabile ricorrere all'uso di segnali provenienti da una sorgente locale (ad esempio uno studio di trasmissione) per un determinato periodo di tempo, mentre viene effettuata la ri-sincronizzazione nei confronti di un'altra sorgente distante.

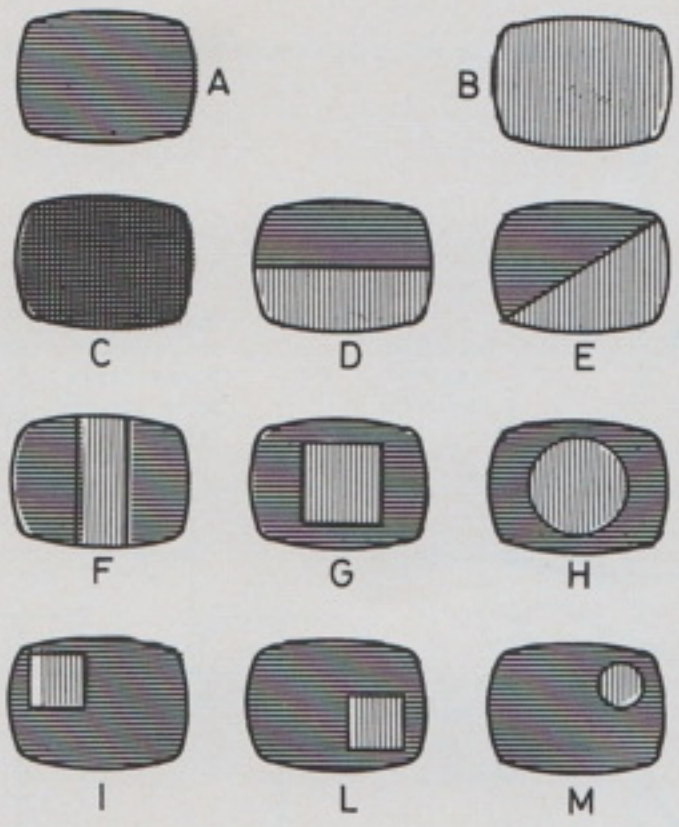


Fig. 1 - Esempi di effetti speciali ottenibili con la riproduzione simultanea di due diverse informazioni video. A e B rappresentano simbolicamente i due diversi segnali, provenienti da diverse sorgenti, vicine o remote. C rappresenta la tipica sovrapposizione, il cui dosaggio bilaterale permette le dissolvenze semplici o incrociate. In D i due segnali vengono riprodotti separatamente in due metà dello schermo, diviso orizzontalmente, sebbene la divisione possa avere luogo anche verticalmente, o diagonalmente come in E. Le sezioni F, G, H, I, L ed M rappresentano altre possibilità di inserimento in una parte dello schermo di un'immagine secondaria, all'interno di quella principale.

Il metodo «Natlock»

Con questo secondo metodo, la sorgente di informazione video centrale (come potrebbe essere ad esempio un centro televisivo) viene considerata come sorgente principale, nei confronti della quale vengono sincronizzate tutte le altre sorgenti di segnali complementari o supplementari.

In seno alla sorgente principale, la fase dei segnali di sincronismo provenienti da una o più sorgenti lontane di informazione viene confrontata con quella del generatore principale, e — successivamente — gli eventuali segnali di correzione sotto forma digitale vengono retrocessi a ciascuna sorgente distante, in modo da determinare e mantenere nel tempo il sincronismo con esse.

L'intera rete risulta assai stabile nel suo funzionamento, ed implica inoltre l'impiego di circuiti audio a banda stretta per l'inoltro dei segnali di correzione.

La sincronizzazione col sistema «Field-store»

In sostanza, si tratta di un dispositivo che provoca un ritardo video di entità variabile, che viene inserito lungo il percorso di un segnale televisivo, nel quale l'ammontare del ritardo è tale che il segnale di uscita risulta rigorosamente in sincronismo con un segnale principale. In effetti, quando le fasi dei relativi impulsi di sincronismo di campo, dei relativi impulsi di sincronismo di riga, e (nel caso del colore) delle relative sottoportanti di crominanza sono esattamente eguali tra loro, si ottiene il sincronismo preciso tra due diversi segnali televisivi.

Quando tra il segnale televisivo da sincronizzare ed il segnale principale esiste una discordanza di frequenza (ossia quando si verificano delle variazioni nel tempo tra le suddette relazioni di fase), l'entità del ritardo introdotto dal dispositivo di sincronizzazione aumenta in modo stabile o diminuisce, comportandosi cioè in modo tale da correggere e mantenere il sincronismo; infine, l'entità del ritardo raggiunge un valore massi-

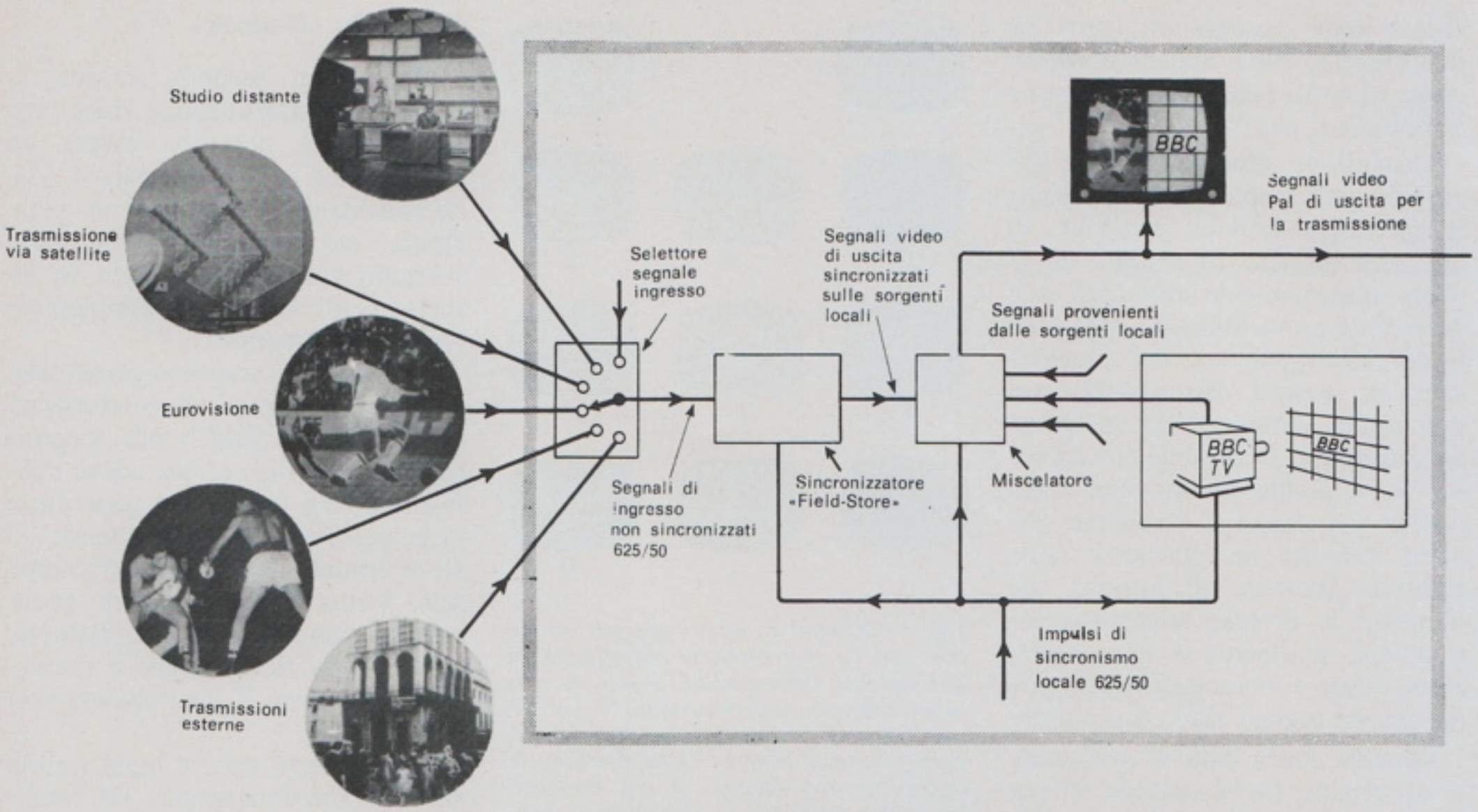


Fig. 2 - Schema illustrante la tecnica di funzionamento di un sincronizzatore del tipo «field-store»: il selettore del segnale di ingresso può prelevare l'informazione video da uno studio distante, da una trasmissione proveniente via satellite, da una diffusione in Eurovisione, oppure da emittenti esterne.

mo o minimo, in corrispondenza del quale esso torna alle condizioni di partenza, per poi ripetere il suo ciclo di variazione.

Un valore conveniente di massimo ritardo equivale in genere alla durata di un campo; di conseguenza, quando il ciclo di variazione viene ripetuto, un campo televisivo viene omesso o duplicato, a seconda del senso di variazione del ritardo che si è verificato.

Occorre però considerare che, quando il ciclo si ripete, in seno al dispositivo di sincronizzazione «field-store» si verifica un effetto interessante, in quanto l'informazione di immagine relativa alla successione dei campi televisivi di uscita normalmente nella sequenza «dispari — pari — dispari — pari ecc.» può diventare (ad esempio) «dispari — pari — **dispari — dispari** — pari — ecc.».

In altre parole, rispetto ai dettagli dell'immagine, può accadere che due campi eguali tra loro si verifichino successivamente, per cui l'immagine risultante sembra spostarsi verticalmente, ossia «saltellare» con uno scatto pari allo spessore di una riga orizzontale del reticolo.

Naturalmente, in corrispondenza della ri-sincronizzazione successiva, il «saltello» si verifica ancora una volta ed in direzione opposta. Questo effetto non risulta però abbastanza visibile, e — nella maggior parte delle applicazioni nel campo della sincronizzazione — si manifesta soltanto assai raramente.

Attualmente, sembra che esista un unico dispositivo di sincronizzazione del tipo «field-store», in servizio presso il Centro televisivo della B.B.C. di Londra. Il suo ritardo di entità variabile viene a formarsi ad opera di una serie commutabile in cascata di linee di ritardo di tipo ultrasonico, del tutto simili a quelle che vengono impiegate nei convertitori «field-store» degli «standard». In pratica, questo sincronizzatore non è altro che un convertitore di «standard» al quale sono state apportate alcune modifiche.

La **figura 2** illustra uno dei modi in cui questo dispositivo viene usato.

APPLICAZIONE DEI SINCRONIZZATORI

La sincronizzazione PAL-PAL costituisce uno degli usi più comuni di un sincronizzatore, e consiste solitamente nel sincronizzare un segnale televisivo a colori proveniente da una sorgente distante rispetto — ad esempio — ai segnali disponibili nello studio centrale.

Sotto numerosi aspetti, la sincronizzazione PAL-PAL costituisce il problema più semplice da risolvere, a causa della stretta tolleranza delle relazioni che intercorrono tra la sottoportante e la frequenza di scansione, pari a $\pm 0{,}45$ parti per milione, quando i segnali PAL hanno origine in altri Paesi che adottano questo sistema.

La sincronizzazione SECAM-PAL si rivela invece particolarmente utile quando vengono importati dei segnali provenienti da Paesi che adottano il sistema SECAM, in quanto — dopo l'elaborazione ad opera del sincronizzatore e del transcodificatore — il segnale si adatta alle specifiche PAL sotto ogni possibile aspetto, nonostante

l'ampia gamma delle frequenze di scansione che il sistema SECAM consente. Per l'esattezza, i segnali SECAM esportati dalla Francia vengono controllati con una tolleranza pari a ±0,5 parti per milione, il che è di notevole aiuto, ma comporta inevitabilmente la produzione di un segnale PAL transcodificato non adeguato allo «standard», a meno che non si faccia uso appunto di un apposito sincronizzatore.

La sincronizzazione di segnali in bianco e nero provoca invece un problema di particolare complessità, nonostante le caratteristiche intrinseche più semplici dei segnali che devono essere elaborati. L'ampia gamma delle frequenze di scansione che esiste presumibilmente nei segnali monocromatici importati può infatti essere maggiore di quella consentita dalla capacità che caratterizza il tipo attuale di sincronizzatore (±400 pari per milione), ed inoltre per il passaggio da uno «standard» all'altro deve attualmente essere usato un convertitore di tipo ottico per ottenere la sincronizzazione.

Per poter utilizzare segnali monocromatici con ampie tolleranze, è probabile che si presenti in seguito l'opportunità di usare sincronizzatori di tipo non ottico. Abbiamo infatti stabilito in precedenza che, ogni qualvolta il sistema di ritardo del sincronizzatore torna al punto di partenza del suo ciclo di funzionamento, si verifica un «saltello» di una riga, e ciò rende intuitivo il fatto che — nei confronti di segnali di ingresso caratterizzati da frequenze di scansione assai diverse da quelle che sussistono nel segnale di uscita — questo fenomeno si verificherebbe con frequenza notevolmente maggiore, e risulterebbe quindi molto fastidioso.

Per poter ovviare a questo inconveniente, e per poter quindi elaborare segnali di questo tipo, è perciò necessario disporre di una possibilità ulteriore di **immagazzinamento,** pari ad un campo televisivo, tale cioè da assicurare la produzione di una sequenza indisturbata di campi nella successione «dispari - pari - dispari - pari ecc», da parte del sincronizzatore.

Si tenga però presente che il fenomeno del «saltello» potrebbe essere eliminato anche con un sistema più semplice, ma a scapito della qualità della risoluzione verticale.

In questo caso, il ritorno al punto di partenza del ciclo del sincronizzatore si verificherebbe con una frequenza pari alla metà, per cui si otterrebbe l'omissione o la duplicazione di una immagine completa, costituita cioè da due campi.

I «PRO» ED I «CONTRO» DEI SINCRONIZZATORI

Il sincronizzatore «field-store» presenta il vantaggio — come già abbiamo accennato — che una sorgente di segnale TV può essere sincronizzata senza compromettere le prestazioni degli impulsi di sincronismo della stazione principale, e senza ricorrere all'impiego di un circuito di controreazione, nei confronti del punto di origine. Il dispositivo consente la produzione di una serie continua di impulsi di sincronismo di uscita, anche in assenza di un segnale di ingresso, e permette il passaggio rapido da una sorgente distante ad un'altra dando luogo ad un segnale di uscita con caratteristiche corrette entro una ridottissima frazione di secondo, rispetto all'arrivo di un nuovo segnale di ingresso.

L'attitudine ad ottenere la sincronizzazione senza effetti reattivi è di particolare valore rispetto a sorgenti di segnali video dislocate oltremare. Per contro, uno svantaggio dell'impiego del sincronizzatore deriva dal fatto che esso funziona ritardando il segnale video, per cui può provocare distorsioni dello stesso segnale, mentre —nel caso dei sistemi precedentemente descritti, denominati «Genlock» e «Natlock» — il sincronismo viene ottenuto attraverso il funzionamento, soltanto nei confronti degli stessi impulsi di sincronismo.

Nel caso del sincronizzatore attualmente in servizio presso la B.B.C., la distorsione di cui si è detto si presenta in misura esigua, ma non è completamente impercettibile. Considerazione questa di una certa importanza rispetto ad un dispositivo che deve essere presumibilmente usato con una certa frequenza nella catena delle trasmissioni televisive.

La tecnica digitale offre oggi una soluzione al problema della distorsione video, oltre a comportare alcuni altri importanti vantaggi. Come è ben noto, l'informazione contenuta in qualsiasi segnale di tipo analogico può essere convogliata campionando il segnale con una frequenza pari almeno al **doppio** della frequenza effettiva più elevata; l'entità di ciascun segnale campione può essere inviata sotto forma di numero binario, consistente cioè nella presenza o nell'assenza di ciascun gruppo di impulsi.

Sotto questo aspetto, una ricerca di fondamentale importanza, pubblicata sotto il titolo «Applicazione dei metodi digitali alla televisione», ad opera della Journal Royal Television Society, nel N. 2 del XII volume, Estate 1968 (pagine 27 - 36) venne conclusa con l'affermazione secondo la quale sarebbe necessario usare una frequenza di

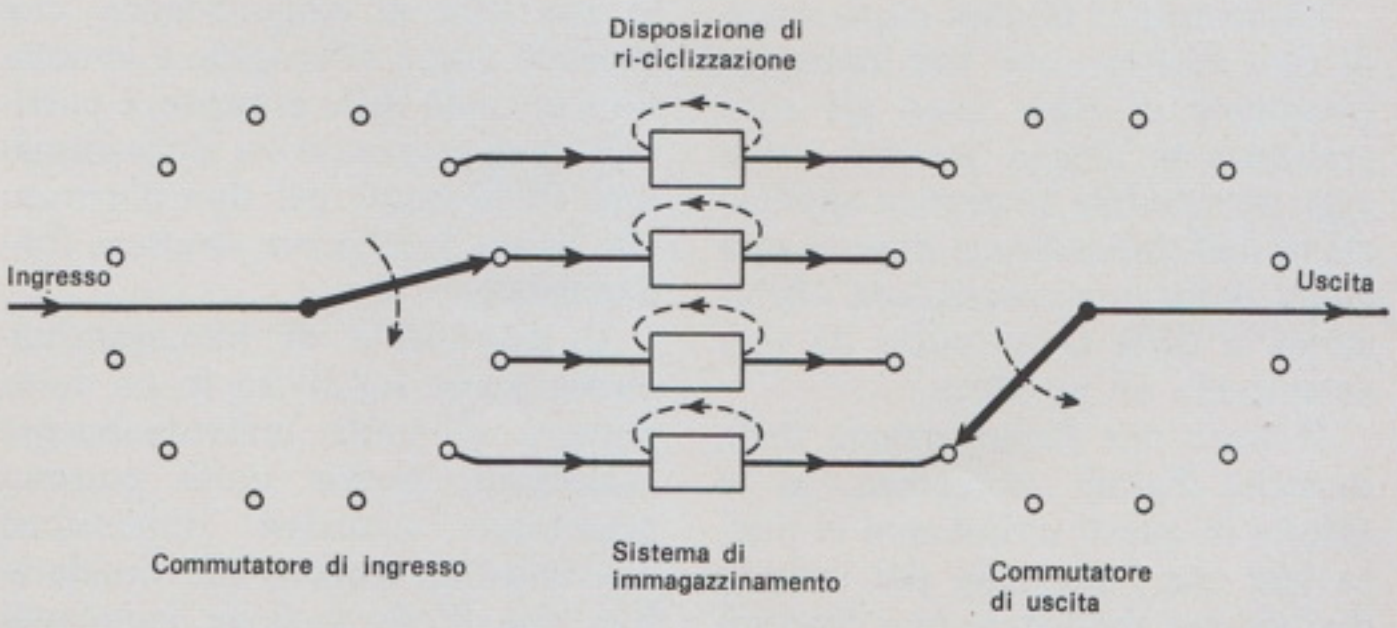


Fig. 3 - Schema semplificato dell'aspetto fondamentale di un sincronizzatore «field-store» di tipo digitale.

campionamento pari al triplo della sottoportante di crominanza (pari cioè a circa 13 MHz), e che ciascuno dei segnali campionati dovrebbe essere considerato in funzione di otto cifre binarie, corrispondenti a 256 livelli di valutazione, e equidistanti tra loro. Ciò porta ad una frequenza di ripetizione degli impulsi (ritmo) di circa 100 Mbit al secondo. Tuttavia, la corrente digitale di serie può essere suddivisa in modo tale da usare un certo numero di canali paralleli, funzionanti con un ritmo degli impulsi «bit» corrispondentemente ridotto.

E' possibile — ad esempio — usare otto canali funzionanti approssimativamente al ritmo di 13 Mbit al secondo, oppure ventiquattro canali funzionanti approssimativamente al ritmo di 4 Mbit al secondo. Questa suddivisione trasforma il segnale digitale in una forma nella quale esso può subire l'elaborazione mediante circuiti integrati facilmente reperibili, e mediante dispositivi di immagazzinamento.

I vantaggi dell'elaborazione digitale consistono in una notevole precisione, in una grande sicurezza di funzionamento, e nell'assenza di rumori, di interferenze e di segnali parassiti, con la contemporanea assenza di fenomeni di deriva e di necessità di procedere ad una laboriosa messa a punto.

Quest'ultimo vantaggio rende l'elaborazione digitale particolarmente attraente nei confronti di quelle parti del segnale televisivo nelle quali vengono svolti processi piuttosto complicati.

I convertitori digitali «line-store» di tipo sperimentale (ad immagazzinamento di riga) sono già stati realizzati in alcune versioni, ed è oggi presumibile la pratica applicazione dell'elaborazione digitale agli effetti della sincronizzazione «field-store» e della conversione da uno «standard» ad un altro.

Il costo che l'applicazione delle tecniche digitali comporta si è ridotto in questi ultimi anni al punto tale che l'adozione del metodo digitale per soddisfare una determinata esigenza può ora risultare spesso competitiva, sulla base economica, rispetto al metodo analogico equivalente. Si valuta infatti che il costo di un sincronizzatore digitale «field-store» del futuro sarà notevolmente inferiore a quello di un'apparecchiatura analogica avente le medesime prestazioni.

METODI DI SINCRONIZZAZIONE DIGITALE

I sincronizzatori analogici del giorno d'oggi fanno uso di linee di ritardo ultrasoniche per immagazzinare i segnali. Queste linee — come è certamente noto — presentano la proprietà che un segnale applicato all'ingresso si presenta al terminale di uscita dopo un intervallo di tempo prestabilito, che dipende dalle caratteristiche intrinseche della stessa linea. Agli effetti della sincronizzazione, e di un certo numero di altre applicazioni — tuttavia — sarebbe preferibile usare dispositivi nei quali alcune «parti» del segnale possano essere trascritte ed immagazzinate per un intervallo di tempo variabile a seconda delle relazioni di fase che intercorrono tra gli impulsi di sincronismo di ingresso e quelli di uscita.

Fortunatamente, i dispositivi di immagazzinamento usati negli impianti a carattere digitale sono generalmente di questo tipo, e la loro applicazione al problema della sincronizzazione televisiva, in sostituzione delle linee di ritardo, comporta una notevole semplificazione dei circuiti complementari.

Di conseguenza, con un impianto di immagazzinamento consistente in una serie di «pigeon-hole», che possono essere «riempiti» e «vuotati» a seconda delle esigenze, è possibile immagazzinare un sincronizzatore «field-store» del tipo illustrato alla **figura 3** nella sua struttura fondamentale.

Il dispositivo di immagazzinamento viene suddiviso in un certo numero di unità individualmente accessibili; queste unità possono presentare qualsiasi dimensione conveniente, sebbene sia desiderabile che l'informazione contenuta in un campo televisivo possa trovare sede entro un numero intero di unità. La capacità totale del complesso di immagazzinamento deve quindi essere pari almeno a quella necessaria per un intero campo televisivo.

La registrazione e la lettura rispetto ad una unità di immagazzinamento viene eseguita tramite i commutatori di ingresso e di uscita, che sono illustrati in forma schematica alla figura 3. I «magazzini» (dal termine anglosassone «store») vengono vuotati in sequenza tramite il commutatore di uscita, che viene controllato dalla sequenza degli impulsi di sincronismo di uscita. Il commutatore di ingresso viene invece controllato ad opera degli impulsi di sincronismo di ingresso, e dirige ciascuna serie di informazioni in arrivo verso l'unità di immagazzinamento alle quali l'uscita risulterà in seguito collegata quando quella particolare informazione verrà richiesta per l'utilizzazione pratica.

I magazzini vengono controllati dagli impulsi di ingresso durante la registrazione (o per meglio dire durante la loro «scrittura») e dagli impulsi di uscita durante la lettura.

Il procedimento di lettura viene reso preferibilmente di tipo non distruttivo (probabilmente mediante un sistema «read-restore»), nel senso che l'informazione immagazzinata resta disponibile finché non viene sostituita dalla registrazione («overwriting») di una nuova informazione.

Mediante questa tecnica di «overwriting», è possibile elaborare parti non sincronizzate del segnale di ingresso, senza provocare alcun disturbo visibile in uscita. Sotto questo aspetto, si parte dal presupposto che il fatto che una parte del segnale sia stata delimitata costituisca un'informazione per il sincronizzatore; in caso contrario, tra l'istante in cui la parte di segnale viene delimitata e la comparsa dell'impulso di sincronismo di campo successivo all'ingresso, l'informazione può essere riprodotta in posizione errata su di un reticolo di uscita basato su di uno standard diverso.

Se fosse nota la posizione sul reticolo corrispondente all'inizio di un nuovo segnale, ad esempio attraverso l'identificazione del nume-

CONTATORE UNIVERSALE A.V.O. 808



Il CONTATORE UNIVERSALE Mod. 808 è uno strumento elettronico decimale di uso molto versatile che unisce al suo basso costo una molteplicità di impieghi che ne determinano la sua universalità.
Interamente realizzato a circuiti integrati, di facile e pronto uso, molto robusto è di massima precisione e funzionamento.

ANALIZZATORE DIGITAL A.V.O. 807



Il DIGITAL Mod. 807 è uno strumento da laboratorio dalle elevate prestazioni (4 cifre, precisione 0,1% della misura, elevata stabilità, sicurezza di funzionamento, accurata scelta dei componenti ecc.) realizzato sulla base delle più aggiornate tecnologie. La sua semplicità di impiego ed il suo costo limitato lo mettono alla portata anche di quei tecnici che desiderano effettuare una vasta gamma di misure precise senza dover ricorrere a diversi costosi strumenti.

TRA LE IMPORTANTI PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO VI E' INFATTI L'IMPIEGO COME FREQUENZIOMETRO DIGITALE A QUATTRO CIFRE.

ERREPI - Via Vallazze, 95 - 20131 Milano - Telefono 23.63.815

Errepi ELECTRONIC S.n.C.

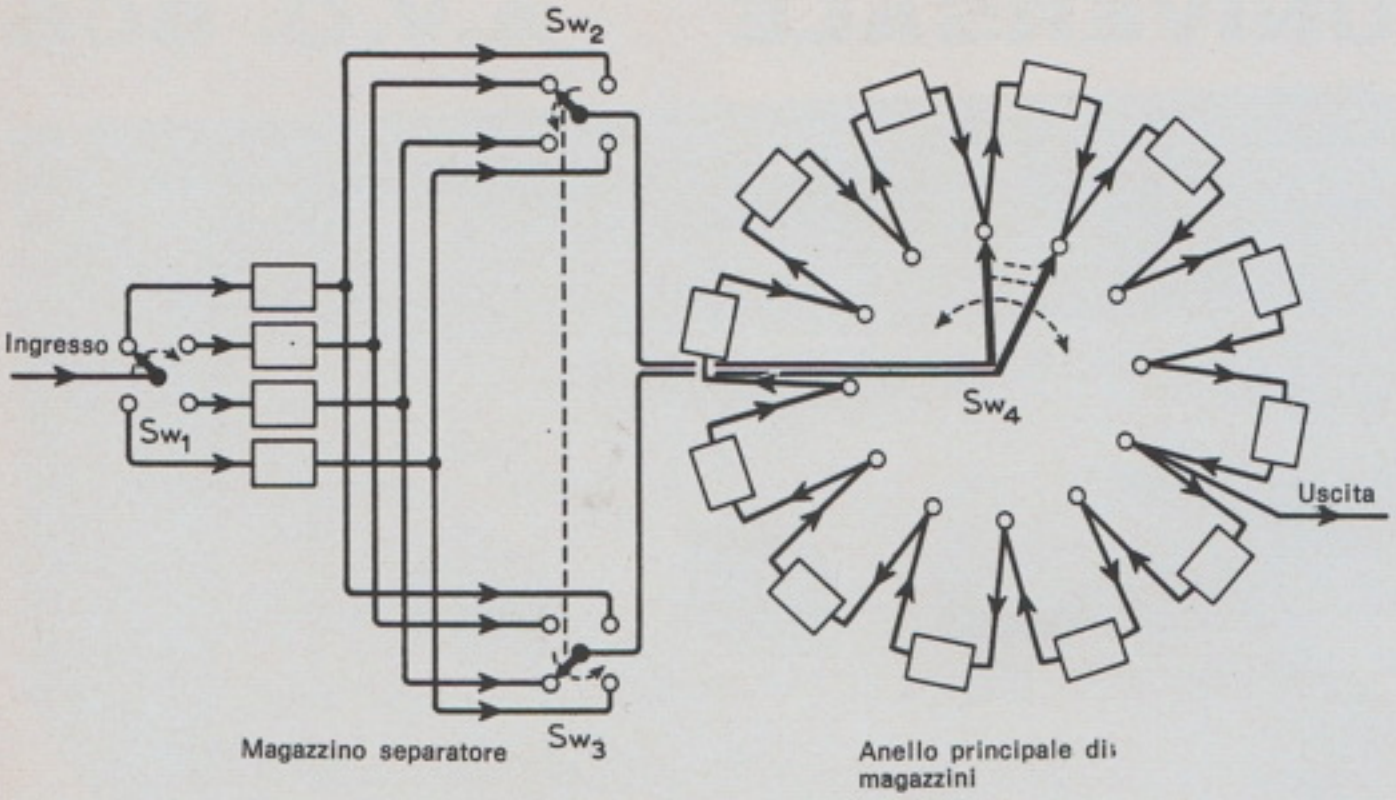


Fig. 4 - Aspetto alternativo di un sincronizzatore, nel quale viene impiegato un anello costituito da un certo numero di magazzini, ciascuno dei quali provvede alla scrittura di una parte dell'informazione. La successiva lettura di ciò che è stato registrato permette di ricostruire in uscita l'intero segnale, con le corrette relazioni di fase.

ro di riga, all'ingresso del sistema di commutazione, il segnale potrebbe essere immediatamente indirizzato verso la posizione di immagazzinamento adeguata. In pratica — invece — ciò non può verificarsi, per cui si presenta la necessità di arrestare il processo di scrittura, finché non arriva il primo dei nuovi impulsi di sincronismo di campo; in questo caso, quella parte del segnale di ingresso che era stata scritta nel magazzino durante il campo immediatamente precedente il tratto di segnale delimitato, risulterebbe ripetuta all'uscita.

Se il procedimento di scrittura venisse contemporaneamente bloccato, ad esempio mediante la rimozione del segnale di ingresso, il segnale di uscita determinerebbe sui teleschermi la produzione di un'immagine statica.

In genere, tuttavia, i commutatori di ingresso e di uscita costituiscono un accesso alle unità di immagazzinamento secondo una sequenza logica, ma — naturalmente — con ritmi leggermente diversi tra loro. Ciò premesso, i sistemi di immagazzinamento di tipo digitale vengono generalmente realizzati in modo tale che i procedimenti di scrittura e di lettura vengono svolti ad opera degli stessi circuiti. Di conseguenza, la scrittura e la lettura non possono aver luogo simultaneamente in ciascuna unità di immagazzinamento, sempre che i due ritmi siano diversi tra loro, come invece in realtà dovrebbe accadere in un sincronizzatore.

Questa limitazione può essere superata incorporando un maggior numero di unità di immagazzinamento rispetto a quelle effettivamente necessarie per accogliere soltanto i segnali di informazione corrispondenti ad un campo. In tal caso, se ad esempio il procedimento di scrittura raggiunge quello di lettura nel tempo, si può fare in modo che il commutatore di lettura scavalchi per così dire un campo. Per contro, se la lettura raggiunge la scrittura, sarà il commutatore di lettura che provocherà in modo corrispondente la ripetizione del campo precedente.

Questo procedimento è identico a quello di ri-ciclizzazione precedentemente descritto. In pratica, può risultare vantaggioso adottare un numero di unità di immagazzinamento supplementari sufficiente per provocare un certo «gioco»; in tal modo risulterà possibile evitare frequenti saltellamenti verticali dell'immagine durante le circostánze in cui la differenza in fase tra i segnali di ingresso e quelli di uscita oscilla intorno al valore «zero».

Attualmente, la scelta ovvia del tipo di dispositivo di immagazzinamento per un sincronizzatore di questo genere è il cosiddetto shift-register» dinamico, realizzato secondo la tecnica M.O.S. («Metal Oxide Semiconductor»).

Questo dispositivo non è in grado di immagazzinare in modo sicuro l'informazione, se non per un breve intervallo di tempo; questa difficoltà può però essere sormontata facendo ri-circolare l'informazione entro ciascuna unità di immagazzinamento, sia col ritmo di ingresso, sia col ritmo di uscita, durante l'intervallo che intercorre tra il procedimento di scrittura e quello di lettura.

Un altro modo per risolvere il problema imposto dallo «shift-register» di tipo dinamico consiste nel ciclizzare l'informazione attraverso le unità di immagazzinamento, collegate tra loro in modo da costituire un anello.

Se ciò venisse fatto sotto il controllo ad esempio della frequenza del segnale di uscita, sarebbe possibile derivare quest'ultimo da un punto fisso, scelto lungo l'anello costituito dai magazzini, inserendo naturalmente il segnale nel punto adatto. In questo modo, l'anello può essere considerato alla stessa stregua di una linea di ritardo munita di prese intermedie, con l'aggiunta di un percorso di ri-circolazione creato per permettere la ripetizione dell'informazione ogni qualvolta se ne presenta la necessità o l'opportunità.

All'ingresso, tuttavia, sarebbe necessario adottare uno stadio separatore («buffer») supplementare, in modo che la nuova informazione potrebbe essere inserita nel punto appropriato dell'anello, e nell'istante appropriato, sotto il controllo degli impulsi di uscita. Con questo sistema, si giungerebbe ad un dispositivo del tipo illustrato schematicamente alla **figura 4.**

Ciascuna delle unità di immagazzinamento comprendenti lo stadio separatore visibili nella parte sinistra di questo schema, ha una capacità pari a quella di ciascuna delle unità dell'anello principale di magazzini. Il commutatore Sw1 provvede a convogliare la informazione di ingresso nello stadio separatore, non appena essa arriva; questo pro-

cedimento — naturalmente — si svolge con la frequenza del segnale di ingresso. La lettura del magazzino separatore, e tutte le operazioni successive di commutazione e di «clocking» vengono bloccate nei confronti dello «standard» di uscita.

Come è intuibile osservando lo schema semplificato di figura 4, le sezioni Sw2 ed Sw3 sono meccanicamente accoppiate tra loro; il loro compito consiste nel costituire l'accesso, durante il periodo di ciascun gruppo di segnali, all'informazione che è stata scritta nello stadio separatore, e che è quindi pronta ad essere trasferita all'anello. Durante uno qualsiasi dei suddetti periodi, i segnali scorrono verso il basso, lungo uno, entrambi o nessuno dei collegamenti facenti capo ad Sw4.

I cursori di Sw4 sono anch'essi accoppiati meccanicamente tra loro, e vengono predispósti — all'inizio di ciascun gruppo di segnali — in modo da fornire l'informazione alla coppia di terminali appropriata (adiacente) dell'anello, in modo tale da sostituire il blocco del segnale (s) che — diversamente — avrebbe dovuto circolare attraverso quella particolare sezione dell'anello.

L'informazione viene scartata o ripetuta in uscita, quando i cursori di Sw4 si spostano oltre il collegamento di uscita.

Le dimensioni del magazzino separatore, ed il movimento di Sw2 e di Sw3 possono essere disposti in modo tale da evitare che lo scarto e la ripartizione dell'informazione avvengano frequentemente, quando le forme d'onda dei segnali di sincronismo di ingresso e di uscita oscillano intorno a quella che corrisponde al sincronismo propriamente detto.

Se l'anello principale comporta un unico campo, i circuiti complementari possono essere collegati all'uscita allo scopo di assicurare che il segnale di uscita venga presentato con la fase corretta durante i campi successivi.

Possono però essere escogitati altri sistemi; ad esempio, sarebbe possibile collegare il segnale di ingresso all'anello principale di immagazzinamento, con l'aggiunta di un magazzino separatore sussidiario alla relativa uscita. La scelta finale della struttura dello schema a blocchi dipende da accurate considerazioni di progetto.

Sorgono però alcune complicazioni quando la sincronizzazione del tipo «field-store» 4 viene eseguita con una capacità di immagazzinamento limitata ad un campo televisivo. Le proprietà di un segnale a colori avente le caratteristiche corrispondenti al sistema PAL sono tali da implicare l'impiego di un ciclo di otto campi; questa esigenza sorge a causa dei campi interlacciati, in quanto l'asse V secondo il sistema PAL viene commutato con una frequenza pari alla metà di quella di riga, ed anche a causa delle relazioni aritmetiche che sussistono tra la sottoportante di crominanza e le frequenze di scansione.

Ciascuno degli otto campi risulta separatamente identificabile, e — idealmente — un sincronizzatore dovrebbe avere una capacità di immagazzinamento sufficiente per otto campi, allo scopo di adattare con precisione qualsiasi campo in arrivo a qualsiasi campo proveniente dal segnale principale. Si consideri a tale riguardo che, sempre idealmente parlando, l'immagazzinamento di due campi viene imposto persino dalle esigenze relative alla sincronizzazione di segnali monocromatici.

In pratica non è tuttavia necessaria questa capacità di immagazzinamento, in quanto le suddette difficoltà possono essere superate senza gravi inconvenienti. A tale scopo, occorre però considerare due effetti principali.

In primo luogo, quando la temporizzazione del segnale di ingresso implica che i campi dispari presenti all'ingresso vengano riprodotti in modo da diventare campi pari in uscita, o viceversa, l'informazione di immagine risulterà assente nella metà di una riga televisiva in corrispondenza del limite inferiore o superiore dell'immagine che risulta in uscita.

Un secondo problema, per altro di gravità ancora maggiore, deriva dal collegamento rispetto alla polarità della comunicazione dell'asse B nel sistema PAL. Una volta che le righe corrispondenti del campo in arrivo più prossimo siano state allineate, esiste il 50% delle probabilità che la polarità della sequenza di commutazione PAL sia errata. Durante lo sviluppo dei moderni sincronizzatori, sono stati esaminati diversi sistemi per superare questa difficoltà, ed il metodo adottato in ultima analisi consiste nel variare quando è necessario il ritardo del sincronizzatore di un periodo di tempo pari ad una riga televisiva completa, in modo da portare la sequenza di commutazione dell'asse B in passo. Questo metodo, noto col termine di «line-slipping», dà adito ad un'immagine la cui estensione viene spostata verso l'alto o verso il basso di una riga, e comporta anche la probabilità che si verifichi l'ulteriore perdita di una riga dell'informazione video.

Quanto sopra è stato però giudicato meno grave che non il peggioramento della qualità dell'immagine che si abbinerebbe a qualsiasi soluzione alternativa. E' inol-

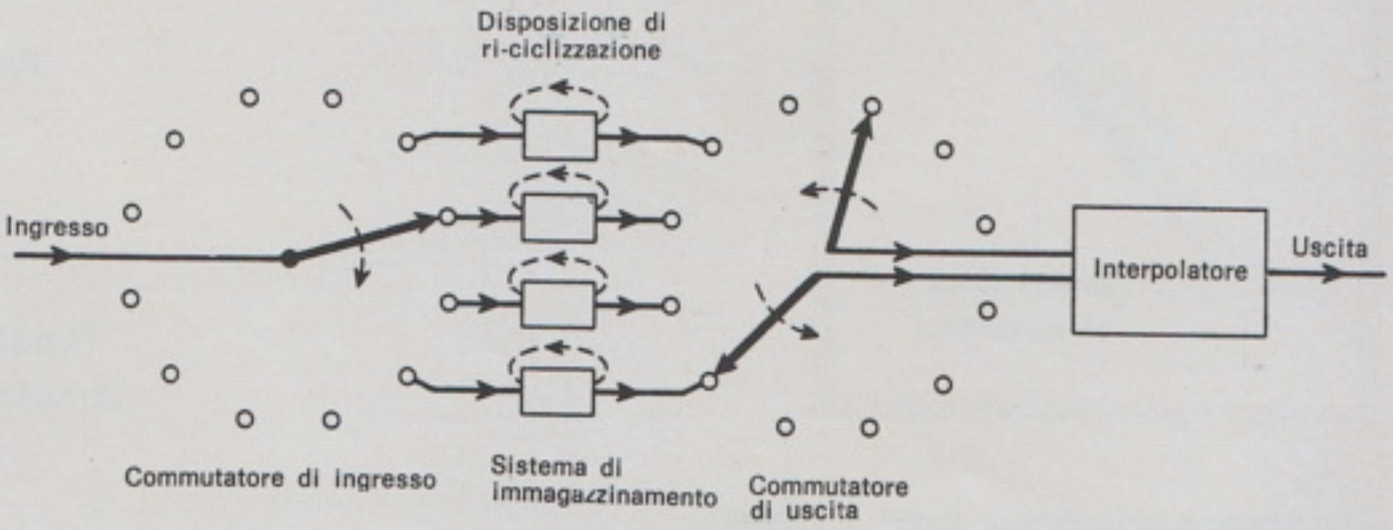


Fig. 5 - Rappresentazione schematica semplificata del completamento del circuito di cui alla figura 3, per aggiungere le caratteristiche necessarie agli effetti della conversione «field-store» da uno «standard» ad un altro.

tre presumibile che un metodo simile risulti indispensabile in un sincronizzatore di tipo digitale.

ESTENSIONE ALLA CONVERSIONE «FIELD-STORE»

Per produrre un segnale di uscita la cui fase di campo subisca costantemente variazioni in rapporto al segnale di ingresso, è necessario disporre di un convertitore del tipo «field-store». Naturalmente, un sincronizzatore di questo tipo deve essere in grado di elaborare tali variazioni, e di tenerne conto nel modo dovuto. Tuttavia, nel caso del convertitore, la variazione risulta assai più rapida, ed in genere il procedimento di conversione implica anche una variazione del numero di righe che costituisce ciascuna immagine completa.

Queste esigenze possono essere soddisfatte adottando una disposizione simile a quelle illustrate alle citate figure 3 e 4, ma con l'aggiunta di circuiti di interpolazione tra un numero di righe di ingresso (possibilmente derivate da campi di ingresso successivi), per produrre un'informazione adatta alla riproduzione sul reticolo di uscita, unitamente alla capacità di immagazzinamento addizionale, necessaria agli effetti della stessa interpolazione.

Sotto questo profilo, il circuito semplificato di cui alla **figura 5** non costituisce altro che un'estensione di quello illustrato alla figura 3, proprio per consentire queste caratteristiche supplementari. In questo esempio, il dispositivo denominato **interpolatore** preleva l'informazione da una riga di ciascuno di due campi successivi, mentre i due cursori del commutatore di uscita vengono spostati in conformità.

La capacità di immagazzinamento totale necessaria potrebbe superare lievemente quella corrispondente a due campi. Ciò premesso, i circuiti che sono già stati escogitati per questo preciso scopo potrebbero essere usati per svolgere il processo necessario nei confronti di un interpolatore digitale di questo tipo.

La presenza della sottoportante di crominanza complica però il procedimento di interpolazione, così come accade nei confronti della conversione da uno «standard» ad un altro secondo il sistema «field-store» di tipo analogico.

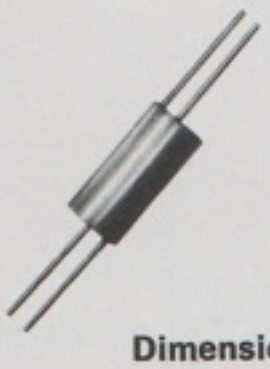
Sorge dunque un problema in quanto la fase della sottoportante di crominanza varia da una riga all'altra, ed anche da un campo all' altro, in un modo che può impedire che l'informazione venga prelevata direttamente da righe e da campi diversi del segnale.

I convertitori di «standard» di tipo analogico eliminano questa difficoltà impiegando un sistema intermedio di codificazione del segnale di crominanza, piuttosto simile a quello del sistema N.T.S.C., caratterizzato da una frequenza scelta con un valore particolare della sottoportante di colore, che corrisponde ad un multiplo integrale della frequenza di ingresso di riga. Ciò significa che, per un determinato colore, la fase di qualsiasi riga appartenente a qualsiasi campo è sempre la medesima, per cui il procedimento di interpolazione risulta attuabile in modo semplificato.

Per concludere, è perciò possibile che si presenti la necessità di ricorrere all'impiego di un tipo simile di impianto intermedio per il colore, nei convertitori di standard «field-store» di tipo digitale.

AMEC

il più piccolo RELÈ del mondo!



Dimensioni al naturale !

Relè reed tipo SM; da 1 a 6 contatti
Dimensioni: ∅ 5 × 11
Peso: 0,7 grammi
Potenza: 4 W
Sensibilità: 150 mW
Tensioni di eccitazione: da 1 a 24 Vc.c.
Tensione max sui contatti: 28 Vc.c. - c.a.

Rappresentante per l'Italia

SGE Italiana

Società Generale Elettronica Italiana S.p.A.
20125 MILANO - Via Gluck, 55 - Tel. 680-085

MATERIALI PER LA MESSA A PUNTO E IL FUNZIONAMENTO DEI CIRCUITI LOGICI

Riportiamo in questo articolo la descrizione di tre diversi tipi di schemi elettrici la cui realizzazione pratica può essere molto utile per la messa a punto dei circuiti logici.

Quando un circuito è terminato, è spesso necessario realizzare qualche prova, per verificare il suo corretto funzionamento. Per fare questo si deve agire nel modo seguente:

— Verificare la continuità del cablaggio: per non danneggiare il circuito è meglio usare un semplice «cicalino» o un ohmmetro.

— Iniettare, in alcuni punti del circuito, dei livelli logici 1 o 0 oppure degli impulsi positivi o negativi.

— Verificare i livelli di uscita in diversi punti.

— Alimentare, eventualmente, alcune parti del circuito, quando l'alimentazione generale dell'insieme non è ancora possibile.

Nonostante la loro grande facilità, i sistemi ora descritti possono facilitare in modo notevole il lavoro di messa a punto, ne vedremo ora più dettagliatamente i vari punti.

Il cicalino

In numerosi casi, i difetti di funzionamento di un circuito a unità logiche possono essere dovuti a una causa tecnologica, come per esempio a un difetto di continuità del rame nel circuito stampato, ad una saldatura «fredda» che non ha un buon contatto oppure ad una interruzione del filo impiegato per i collegamenti.

Si tratta dunque di sapere se esiste o non esiste un cortocircuito fra due punti; questo può essere voluto (si tratta di due punti su una stessa striscia di rame del circuito stampato o delle due estremità di un collegamento) o non voluto, se si tratta di due punti che non devono essere direttamente collegati l'uno all'altro.

Si deve dunque distinguere se, fra i punti provati, si ha una resistenza molto bassa (dell'ordine di qualche ohm, anche con una buona lunghezza di filo) o molto alta (ma, in quest'ultimo caso, i diversi circuiti che collegano i due punti possono presentare una resistenza apparente relativamente bassa, eventualmente dell'ordine della ventina di ohm).

La condizione fondamentale per questa verifica è quella di non danneggiare i circuiti integrati, nè gli altri componenti del montaggio. Il «cicalino» di tipo classico, che utilizza una pila da 1,5 o anche da 4,5 V, e un mezzo di rivelazione adeguato (lampadina, galvanometro o suoneria) è molto dannoso per i circuiti integrati — la tensione continua esistente, se essa è applicata, per esempio, al negativo rispetto a massa, ha un ingresso di TTL che può distruggere quest' ultimo.

Un tester, usato sulla gamma «ohmmetro» delle resistenze più basse, è ugualmente molto pericoloso per i circuiti e per le stesse ragioni (tensione della pila da 1,5 a 4,5 V o anche più, corrente massima sviluppata in cortocircuito dell'ohmmetro da 50 a 100 mA). Inoltre il «cicalino» non permette di rispondere con certezza alla questione relativa al cortocircuito: un ohmmetro di questo tipo legge raramente la differenza fra 2 Ω e 5 Ω.

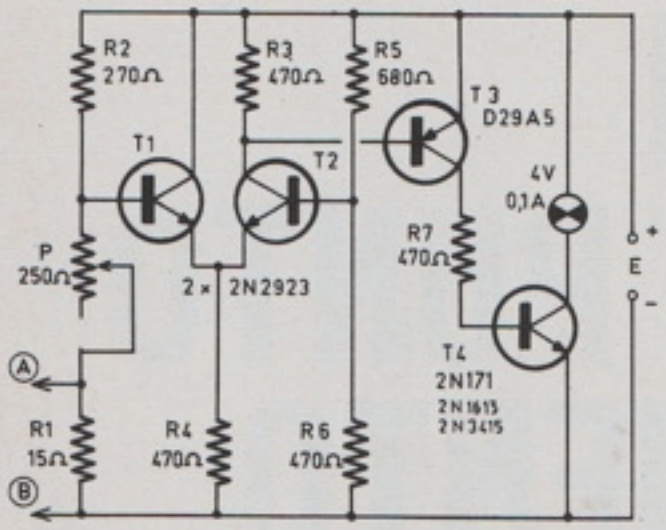


Fig. 1 - Schema del «cicalino» speciale per la prova degli insiemi realizzati con circuiti integrati. Questi non rischiano di essere danneggiati quando si impiega questo dispositivo.

Il «cicalino» speciale

Il principio del «cicalino» speciale per circuiti integrati è quello dell'impiego di un amplificatore differenziale sensibile a transistori nel quale il cortocircuito da scoprire provoca lo squilibrio di un ponte, che produce l'accensione di una lampadina. Il tutto senza presentare ai capi di uscita (collegati ai punti da verificare) una tensione a vuoto superiore a 0,15 V e senza aver bisogno, per il circuito esterno, di una corrente superiore a 10 mA (ancora quest'ultima corrente corrisponde solo al caso del cortocircuito fra i due collegamenti).

In fig. 1 è riprodotto lo schema del cicalino in questione. Si vede che l'amplificatore differenziale, costituito dai transistori T_1 e T_2 ha i due ingressi polarizzati da una tensione dell'ordine di 1,8 V rispetto a $-E$ (supponendo che la tensione di alimentazione E sia uguale a 4,5 V), cioè una corrente in ogni transistore dell'ordine di 1,2 mA quando l'amplificatore è equilibrato. La base di T_1 è polarizzata dal punto $R_2 - P + R_1$ e la base di T_2 dal punto $R_5 - R_6$.

Quando si è regolato il potenziometro P in modo adeguato, la corrente che passa a riposo in R_3 non ha provocato che una caduta di tensione insufficiente per sbloccare T_3, dunque T_4 resta bloccato.

Se si cortocircuita R_1, la tensione di base di T_1 diminuisce leggermente (da circa 80 mV), cosa questa che diminuisce la corrente in T_1 e aumenta quella che passa nel collettore di T_2.

La caduta di tensione in R_3 aumenta; il transistore T_3 si sblocca; la sua corrente di collettore (limitata da R_7) satura T_4 e la lampadina si illumina.

In R_1 a riposo, passano circa 10 mA, la tensione ai suoi capi è dell'ordine di 150 mV.

Per la regolazione, si cortocircuita A e B, si regola il potenziometro P fino a quando la lampadina comincia a dare una luce minore. In queste condizioni, una resistenza di 2 Ω fra A e B è sufficiente a provocare lo spegnimento della lampadina.

Nessuna giunzione di semiconduttore provoca alcun danno fra A e B. Essa non sarà mai conduttrice, anche in senso diretto, in ogni caso abbastanza per provocare l'accensione della lampadina ed essa non sarà mai danneggiata.

Il cicalino in questione può essere alimentato in E con una pila per lampadina tascabile. La corrente consumata a riposo (A e B non cortocircuitati, regolazione di P fatta come indicato sopra) è dell'ordine di 35 mA.

La scelta dei transistori non è critica. Si ha solo interesse a usare, per T_1 e T_2, due modelli molto simili l'uno all'altro per rendere minima la deriva termica (generalmente insignificante).

IL GENERATORE DI SEGNALI LOGICI E D'IMPULSI

I segnali da fornire

In un insieme di porte logiche DTL o TTL classiche, i segnali hanno delle ampiezze normalizzate: lo zero logico deve essere inferiore a 0,8 V e l'1 logico deve essere superiore a 2 V. Inoltre, per non mettere in pericolo gli ingressi del circuito, lo zero logico deve essere superiore a $-0,5$ V e l'1 logico inferiore a 5,5 V.

In numerosi casi, si provano le risposte dei diversi blocchi o assemblaggi logici con due fili volanti, più o meno bene collegati al $+Vcc$ o a massa. Questo è più facile per quanto riguarda l'impiego ma si può verificare dannoso per il circuito quando si collega il suo ingresso su $+$ Vcc direttamente: una leggera sovratensione di alimentazione, ben tollerata dal circuito, è nociva per l'ingresso.

Generalmente se il segnale deve passare da un livello a un altro, per azionare per esempio l'ingresso di un bilanciatore, si pensa all'impiego di un contatore, ma in questo caso un componente simile è quasi inutilizzabile a causa dei suoi rimbalzi.

Ci si richiamerà a un sistema di logica per mettere in forma il segnale, e cioè formeremo degli impulsi impiegando i circuiti TTL, i cui livelli di uscita sono i più indicati per comandare gli ingressi degli altri circuiti logici.

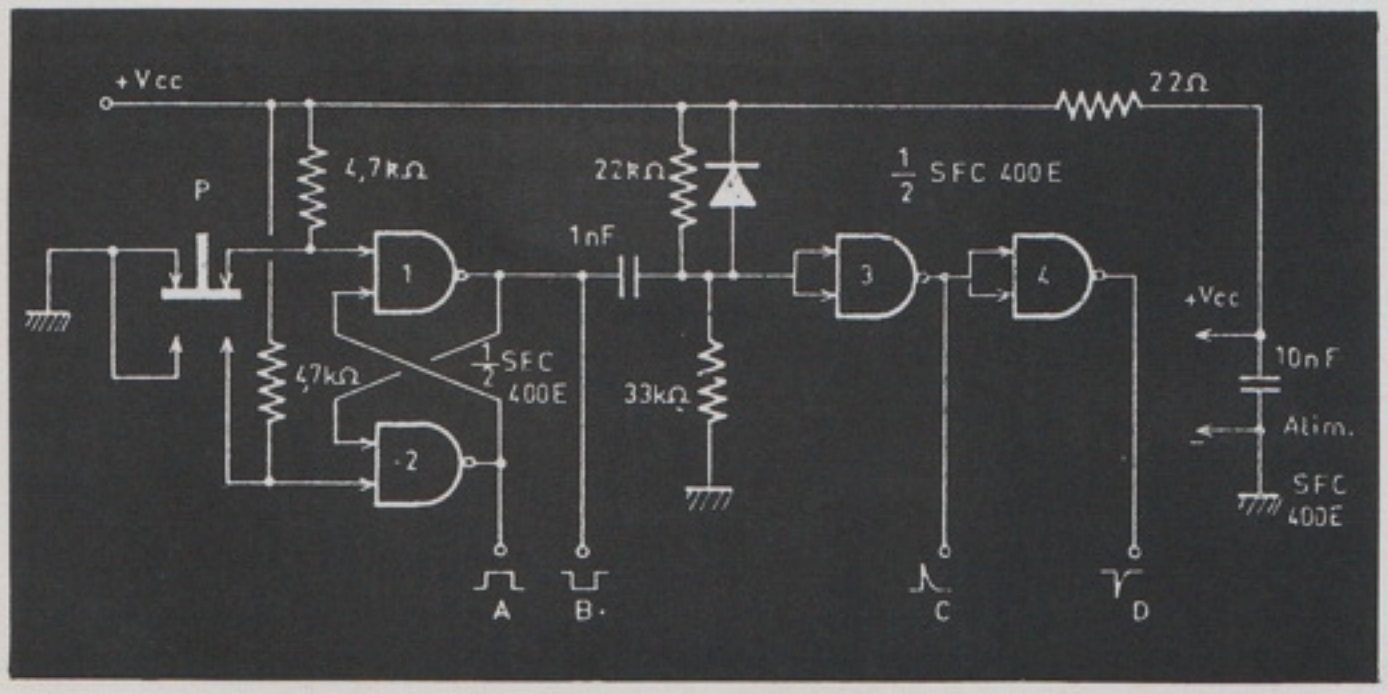


Fig. 2 - Generatore di segnali logici per la verifica del buon funzionamento degli insiemi logici. Questo generatore non fornisce che un solo segnale ogni volta che si preme sul pulsante P a dispetto dei «rimbalzi» di questi.

REALIZZAZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito è quello di fig. 2. Si vede che 1 e 2 formano un bilanciatore di tipo R-S. Quando il pul-

sante P è in posizione di riposo, l'uscita del circuito 1 è a livello logico 1, quello del circuito 2 a livello logico 0.

Quando si preme il pulsante P, si ottiene un livello positivo unico sull'uscita del circuito 2 (in A) e un livello negativo unico sull'uscita del circuito 1 (in B).

Il fianco anteriore (discendente) di quest'ultimo segnale è applicato con un condensatore da 1 nF, che lo deriva, all'ingresso del circuito NAND 3, usato qui come invertitore, polarizzato a circa 3 V dal ponte di resistenze 22 kΩ - 33 kΩ.

Il diodo al germanio protegge l'ingresso del circuito contro le puntate positive durante il fianco posteriore del segnale in (B). Si trova dunque, in modo di 3, un impulso positivo in (C).

Il circuito NAND 4 serve all'invertitore, per ottenere un impulso negativo, pertanto di un livello logico 1, sull'uscita (D).

Gli impulsi hanno un fianco anteriore dell'ordine di 20 ns, una parte lineare di circa 2 µs e una discesa meno rapida (0,5 µs o più).

La sola condizione per un buon funzionamento è che il pulsante P non sia più deteriorato al punto che, durante i rimbalzi, non abbia più a oscillare fra il contatto di riposo e di lavoro.

Un numero qualunque di rimbalzi, del contatto di riposo quando esso si stacca, del contatto di lavoro quando esso si attacca, è senza importanza.

Si ha interesse a realizzare diversi insiemi del tipo di fig. 2 per disporre di diverse uscite corrispondenti a tanta potenza. Per ogni insieme, si fa un circuito quadruplo NAND, del tipo SFC 400 E.

Ogni circuito è alimentato da una tensione disaccoppiata da un condensatore ceramico di 10 nF, disposto ai capi + Vcc e la massa del circuito, in quanto l'alimentazione si effettua attraverso una resistenza da 10 a 22 Ω per migliorare il disaccoppiamento.

Le lampadine logiche e le uscite da verificare

Per controllare l'esatto funzionamento di un insieme logico com-

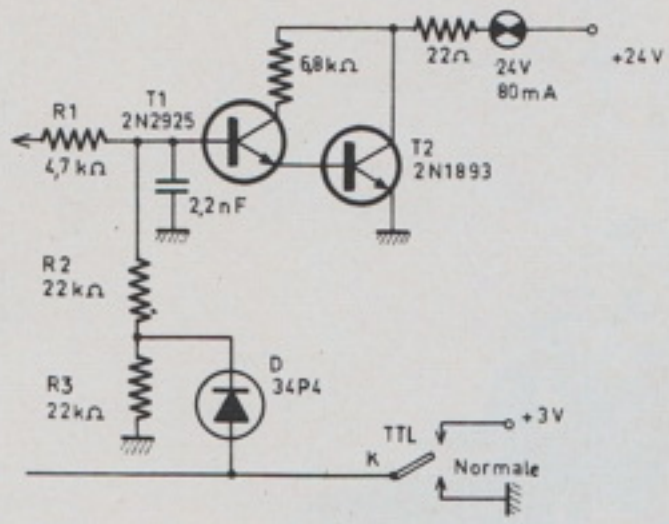


Fig. 3 - Schema di una «lampadina» logica. In posizione normale la lampadina si illumina quando il livello logico applicato all'ingresso corrisponde a 1.

plesso, si deve esaminare in ogni istante lo stato di un gran numero di uscite (in particolare per il funzionamento di un contatore d'impulsi). La soluzione migliore è l' impiego. di «lampadine logiche» che si illuminano quando il livello logico che gli è applicato è 1, mentre restano spente per un livello logico zero.

Esse non devono consumare, per l'accensione, che una corrente minima e non devono provocare dei disturbi con accoppiamenti indesiderabili che potrebbero introdurre fra i diversi circuiti. Inoltre, può essere interessante, quando si desidera, far funzionare queste lampadine in «sistema TTL»; in questo caso esse non si spengono se non quando si consuma una certa corrente al loro ingresso (esse sono allora accese per il loro ingresso lasciato «in aria»). Esse possono in queste condizioni, essere usate in uscita dei circuiti destinati a pilotare dei TTL o DTL, terminati con dei montaggi a «collettore aperto».

Per esempio, si usa talvolta, per comandare uno stadio TTL o DTL, un circuito SFC 401 E, in cui l'uscita è un collettore di transistore senza resistenza di carico. Ciò non è raccomandabile a causa dell'elevata impedenza del collegamento quando il transistore è bloccato. In queste condizioni, il pilotaggio di una lampadina logica classica, a partire dall'uscita del circuito SFC 401 E, non dà più l'indicazione sullo stato dell'uscita, a meno che non si ponga all'esterno del montaggio, una resistenza fra l'uscita e la + Vcc.

Realizzazione delle lampadine logiche

La fig. 3 indica una realizzazione possibile di tali lampadine.

Si è usato in questo circuito un tipo da 24 V per avere delle lampadine molto luminose. La resistenza R_1 è posta all'inizio del filo flessibile, esattamente nel punto in cui si unisce il filo della lampadina, di preferenza in una guaina termoretrattile.

Essa costituisce, con un condensatore da 2,2 nF, un filtro che elimina le componenti a fronte rapido lungo dei fili di comando delle lampadine. Di conseguenza si ha una eliminazione degli accoppiamenti parassiti fra i punti esaminati.

Quando il commutatore K si trova nella posizione «normale» il dio-

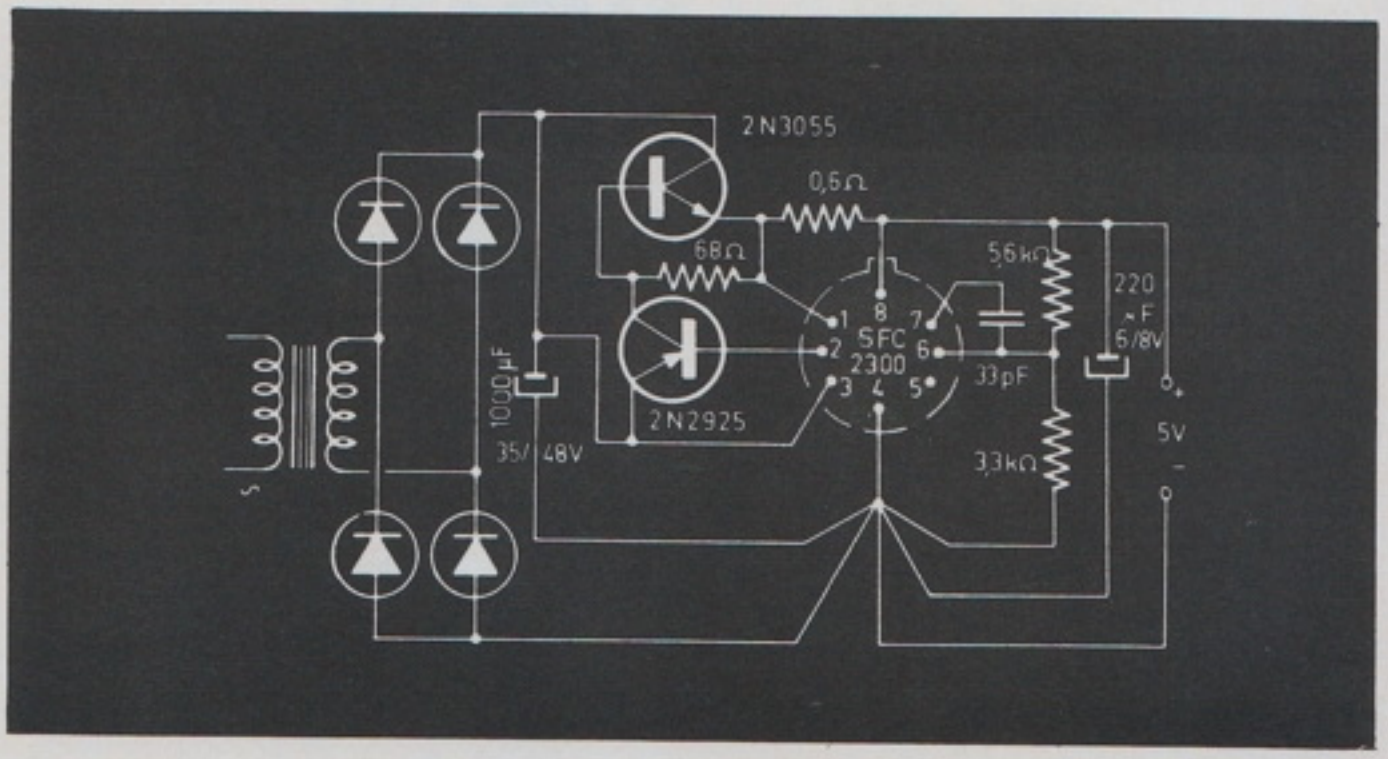
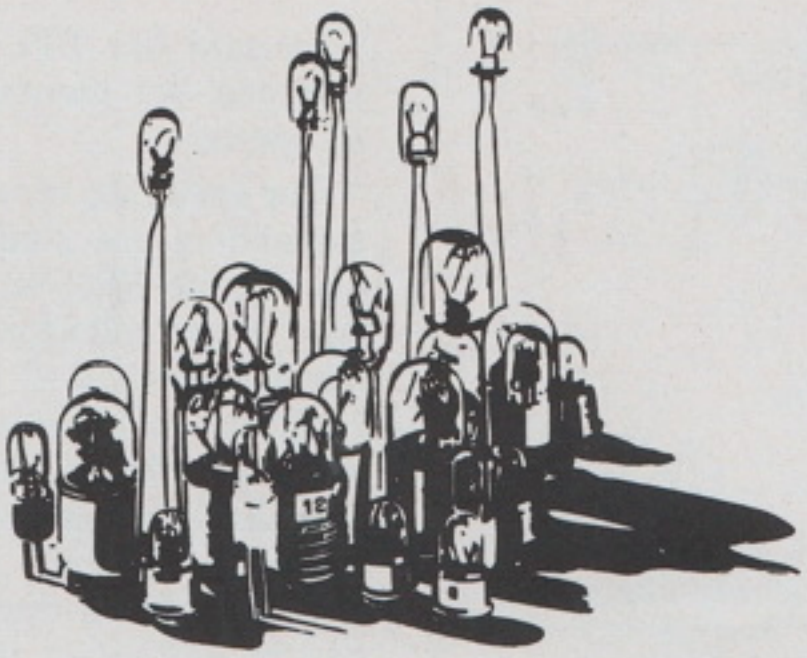
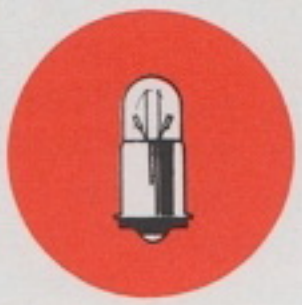


Fig. 4 - Esempio di schema di alimentatore stabilizzato, che fornisce 0,8 A su 5 V realizzato con un SFC 2300 e due transistori.



FINCHE' UNA QUALSIASI LAMPADA POTRA' SODDISFARE LE VOSTRE ESIGENZE,



QUESTO PRODOTTO NON VI INTERESSERA' MAI

MA QUANDO AVRETE URGENTEMENTE BISOGNO DI UNA LAMPADA CON CARATTERISTICHE BEN PRECISE E GARANTITE CHIEDETE VITALITY

Vitality Bulbs Limited

Per informazioni rivolgersi alla G.B.C. Italiana s.a.s.
V.le Matteotti, 66 - 20092 Cinisello Balsamo - Milano

do D di ciascuna lampadina è bloccato. La lampadina non si accende se il suo ingresso corrispondente è lasciato libero. Se si mette K in posizione «TTL» si applicano 2 V circa nel punto comune di R_2 e R_3: quando la lampadina ha il suo filo lasciato libero, si illumina.

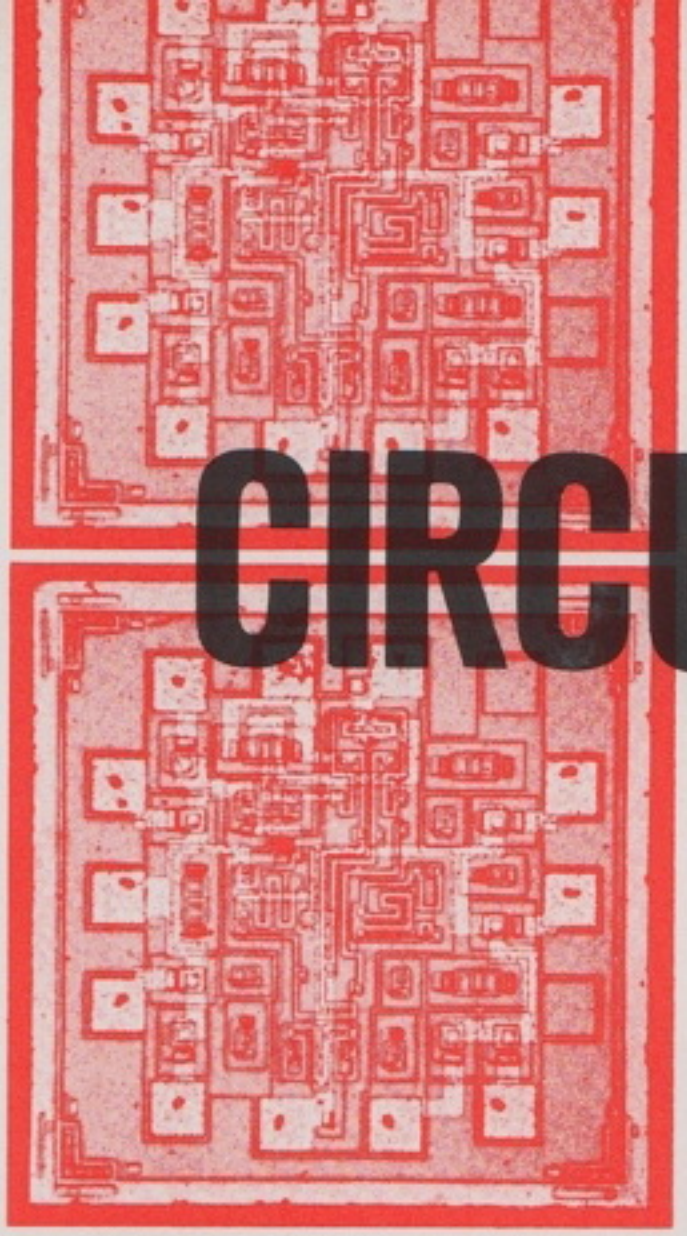
Si ha interesse a raggruppare un gran numero di tali lampadine in un insieme di controllo. Una batteria di dieci lampadine è quasi un minimo; sono ancora da preferire dodici o tredici lampadine per lato.

E' bene prevedere sul pannello di fissaggio delle spie con lampadine, messe in modo tale da essere fissate facilmente su un nastro di carta amovibile (tenute con delle pinze a coccodrillo) sul quale si annota vicino ad ogni lampadina l'uscita sotto controllo.

ALIMENTAZIONE

Per un gruppo di circuiti logici, è bene avere a disposizione un piccolo alimentatore stabilizzato che fornisce fino a 500 ÷ 800 mA con una tensione di 5 V con un limitatore di corrente. Questo stesso blocco serve ad alimentare gli strumenti sopra citati (cicalino, generatori di segnali logici e d'impulsi). La soluzione migliore consiste nell'impiegare il trasformatore generale d'alimentazione delle lampadine logiche, con un insieme di regolazione che può essere un semplice circuito integrato SFC 2109 che dà direttamente i 5 V senza alcun circuito esterno o un sistema con SFC 2300, 2N2905 e BDY 55 (o 2N 3055) in un circuito di tipo classico come quello indicato in fig. 4.

Il blocco dei generatori di segnali può essere alimentato con il blocco di alimentazione in questione; lo si può dunque incorporare nel piccolo chassis in cui si trovano l'alimentatore e le lampadine logiche. E' spesso più interessante prevedere un piccolo insieme «cicalino - generatore» relativamente autonomo, che alimenta il blocco di alimentazione con dei fili sottili, dando più facilità al suo impiego, poiché non raggruppa troppi fili.



CIRCUITI INTEGRATI

PROBLEMI TECNOLOGICI E PROSPETTIVE

parte seconda

Ing. T. D'ALESSIO

FABBRICAZIONE DEI CIRCUITI INTEGRATI MONOLITICI

Un circuito monolitico viene attualmente realizzato partendo da una piastrina di silicio, attraverso processi successivi di *accrescimento epitassiale, ossidazione della superficie della piastrina, fotoincisione, diffusione di impurità in zone prestabilite e deposito di film metallici di interconnessione. (v. appendice 1).*

APPENDICE 1

ESEMPIO DI FABBRICAZIONE DI CIRCUITO MONOLITICO

Vogliamo ora mostrare come dallo schema elaborato dal progettista, e nel quale sono riconoscibili i vari elementi circuitali, si passi al circuito integrato monolitico in cui gli elementi non sono più riconoscibili nell'aspetto tradizionale, ma nel quale è possibile individuare delle «zone» ove vengono esplicate le varie funzioni elettroniche.

Lo schema circuitale semplificato, a cui faremo riferimento e che serve solo a dare una prima visione dei procedimenti tecnologici usati, è quello ricavato da una porta NAND della serie DTL (Diode Transistor Logic) (fig. 3*a*).

Il primo passo per la costruzione del circuito sotto forma integrata è quello di rielaborare lo schema elettrico (fig. 3*b*) per delimitare le cosiddette *regioni di isolamento,* cioè quelle zone del circuito che, nel normale funzionamento, devono assumere tensioni diverse e che, quindi, vanno isolate elettricamente tra loro. Infatti, essendo tutti i componenti di un circuito monolitico immersi o «integrati» in uno stesso substrato, sono presenti fra essi numerosi elementi parassiti, il cui effetto di accoppiamento costituisce una pesante limitazione.

Sono state, perciò, studiate diverse tecniche di isolamento, la più comune delle quali (a cui faremo riferimento) consiste nel polarizzare in maniera opportuna le varie regioni rispetto al substrato comune.

Le regioni di isolamento vanno delimitate tenendo conto del fatto che, in genere, ogni transistore richiede una propria regione, che i resistori vengono raggruppati in una sola regione, che più diodi possono talvolta essere raggruppati insieme e così via.

In base a questi principi, si può cominciare la costruzione del circuito monolitico, sfruttando tutte le tecniche di cui si è parlato precedentemente.

Sulla piastrina, con drogaggio di tipo *p* viene fatto crescere lo stato epitassiale di tipo *n*, dello spessore

(°) I transistori monolitici vengono spesso costruiti con la tecnica cosiddetta a «buried layer», cioè a strato sepolto, effettuando, prima della crescita epitassiale, una diffusione del tipo n in corrispondenza delle ragioni di collettore. In tal modo si migliorano le caratteristiche del transistore, in particolare per quanto riguarda la resistenza serie di collettore.

di 20 ÷ 30 μ, la cui superficie viene protetta mediante ossidazione (fig. 3*c*) *.

In questo strato saranno ricavati, per il circuito che ci interessa, il collettore del transistore, il catodo del diodo e la regione che deve contenere i resistori.

Con la fotoincisione selettiva (v. fig. 3*d*) e successiva diffusione, fino al substrato, di impurità di tipo *p* (fig. 3*e*), si isolano le tre regioni considerate l'una dall'altra e, per completare l'isolamento, si sfrutta il fatto che due regioni, una di tipo *p* e l'altra di tipo *n*, a contatto tra loro, formano un diodo a semiconduttore che, se polarizzato inversamente, presenta una resistenza molto elevata. Perciò durante il funzionamento si connette il substrato (tipo *p*), che rappresenta lo anodo di questi diodi, alla tensione più negativa presente nel circuito, in modo da garantirsi che le giunzioni *substrato-zona n* siano sempre polarizzate inversamente, realizzando, così, un buon isolamento tra le due regioni (fig. 4).

Terminato il processo di diffusione di isolamento e di ossidazione della superficie, si passa alla formazione della base del transistore, dell'anodo del diodo e dei resistori, effettuando una diffusione di tipo *p*. Successivamente, la superficie del circuito viene nuovamente ricoperta di ossido (fig. 3*f* e *g*).

La diffusione di impurità, variando la concentrazione delle cariche libere nel semiconduttore, permette di variarne anche la resistività e di costruire un resistore a diffusione con il desiderato valore di resistenza scegliendo opportunamente le dimensioni del tratto di regione (nel nostro caso quella di tipo *p*) che deve esplicare la funzione di resistenza. (v. appendice 2).

I valori di resistenza ottenibili agevolmente con questo sistema sono compresi, in genere, tra 100 Ω e 50 kΩ: presentano, però, a differenza dei resistori a film sottile, tolleranze piuttosto elevate, variabili dal 5% al 20%, ed in genere sul 10%.

La regione di emettitore del transistore viene realizzata con un'ulteriore forte diffusione di impurità tipo *n* in una zona ancor più ristretta (fig. 3*h*, *i*). La stessa operazione di diffusione serve per aumentare il drogaggio (e quindi migliorare il contatto elettrico tra il semiconduttore e l'alluminio) nelle zone di tipo *n* dove sono state aperte le finestre per le connessioni tra i vari elementi circuitali (fig. 3*l*), effettuate con il deposito di un sottile strato di alluminio su tutta la superficie dell'ossido ed una successiva fotoincisione per limitare i percorsi metallizzati alle sole zone desiderate (fig. 3*m*).

A questo punto la lavorazione del wafer è sostanzialmente terminata ed inizia la fase di controllo della piastrina, di separazione dei singoli circuiti, verifica e scarto di quelli difettosi, incapsulamento e connessione ai piedini del connettore, nonché le verifiche finali del circuito completo.

Questo processo è una diretta derivazione della tecnologia *planare*, introdotta alcuni anni fa per la costruzione dei transistori, e che ha praticamente condizionato lo sviluppo dei dispositivi a semiconduttore.

Migliaia di transistori planari possono essere realizzati simultaneamente su una sottile piastrina (o wafer) di silicio, mediante successivi processi fisici e chimici *condotti con caratteristiche ed in ambiente che possono essere controllati con precisione*, circostanza, questa, particolarmente importante sia dal pun-

Fig. 3 - Schema delle fasi principali della realizzazione di un c.i. monolitico. E' stata rappresentata la costruzione di un solo resistore.

to di vista del grado di fiducia dei circuiti risultanti, sia delle implicazioni economiche.

Resistori e condensatori possono essere costruiti contemporaneamente ai transistori e diodi planari, utilizzando le stesse operazioni, poiché per l'esplicazione delle funzioni «resistenza» e «capacità», vengono in genere sfruttati i parametri parassiti presenti nel circuito. Infatti, viene utilizzata la resistività del silicio (opportunamente variata con il drogaggio) e la capacità presente ad una giunzione *p-n*, o fra uno strato metallico ed uno di silicio drogato, separati da un dielettrico. (v. appendice 2).

APPENDICE 2

RESISTORI E CONDENSATORI PER CIRCUITI INTEGRATI

Per la costruzione di un resistore viene sfruttata la resistività di una zona *p* ottenuta durante la diffusione di base di un transistore *n-p-n*.

In tal modo, risultano sostanzialmente fissati la resistività e lo spessore del resistore e, per ottenere il valore di resistenza desiderato, si può praticamente agire solo sulla sua superficie. Infatti (e queste considerazioni valgono anche nel caso di film sottili) uno strato di materiale di resistività ρ, spessore h, lunghezza e larghezza uguali e pari ad l, presenta una resistenza di valore:

$$R_s = \rho \frac{l}{S} = \frac{\rho l}{hl} = \frac{\rho}{h}$$

Le dimensioni fisiche del termine $R_s = \rho/h$ (a cui si dà il nome di resistenza di strato, sheet resistivity) pur essendo quelle di resistenza, sono normalmente espresse in *ohm/quadrato,* intendendo con ciò che uno strato di materiale, di resistività ρ e spessore h, con pianta quadrata, presenta sempre lo stesso valore di resistenza pari a R_s, quali che siano le dimensioni del quadrato. In conseguenza, resistori con elevato valore di resistenza sono realizzati con «percorsi» stretti e disposti a forma di greca, per ottenere il massimo sviluppo in lunghezza compatibile con le dimensioni complessive del circuito. E' chiaro che in tal modo vi sono dei limiti pratici ai valori di resistenza ottenibili, limiti imposti sia dai valori di resistività e dalla precisione delle maschere che si riescono a realizzare, sia dalle dimensioni della zona occupata dal resistore, sia dalle tolleranze che si desiderano mantenere sui valori del resistore, e che dipendono dalle tolleranze dei processi di diffusione e fotoincisione.

Per fare un esempio determiniamo la superficie necessaria per ottenere un resistore da 10 kΩ partendo da silicio con $R_s = 200\ \Omega$/quadrato, (valore spesso usato), supponendo che si possano realizzare linee di larghezza minima pari a 20 μ con distanza tra loro non inferiore a 10 μ.

In conseguenza, poiché un tratto quadrato di resistore lungo 20 μ avrà una resistenza di 200 Ω, occorre calcolare il numero di quadrati necessari, e quindi la lunghezza del resistore:

$$n = \frac{R}{R_s} = \frac{10.000}{200} = 50$$

$$l = 50.20 = 1000\ \mu$$

ed una superficie complessiva che, tenendo conto della regione di isolamento necessaria, è di circa 0,05 mm².

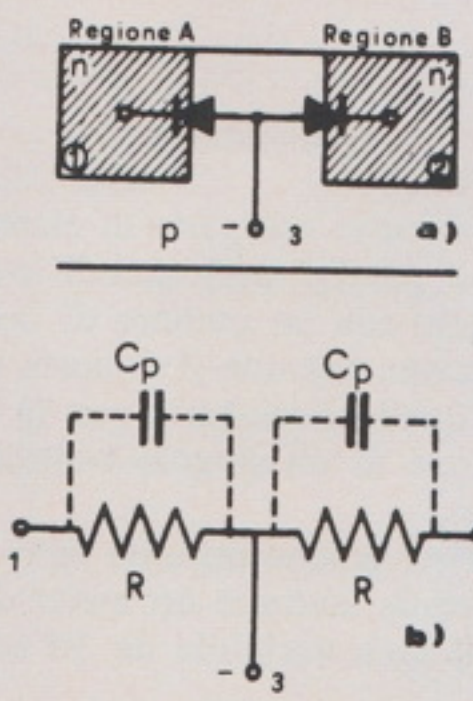
Si comprende, quindi, come non risulti conveniente utilizzare resistori, anche di valore non elevato, poiché ognuno di essi occupa, grosso modo, uno spazio 3 ÷ 4 volte maggiore di un transistore e, costringendo ad aumentare le dimensioni del circuito, riduce il numero di circuiti utili per ogni wafer (quindi il rendimento di fabbricazione) ed il grado di fiducia.

Un aumento della resistenza complessiva si può ottenere, a parità di superficie, aumentando R_s e riducendo sia la larghezza delle linee che la loro spaziatura. L'aumento di R_s ha però l'effetto di aumentare le tolleranze sui valori dei resistori (per $R_s = 200\ \Omega$/quadrato si possono ottenere tolleranze del 10%, mentre per $R_s = 150\ \Omega$/quadrato si può giungere al 5%), mentre l'altro accorgimento urta contro la difficoltà di realizzare maschere con la voluta precisione e soprattutto di mantenerne il controllo e l'allineamento corretto durante le varie fasi di fabbricazione. In generale, quindi, i valori di resistori a diffusione comunemente usati non superano qualche kiloohm.

Per realizzare un condensatore si sfrutta la capacità parassita presente ad una giunzione *p-n* polarizzata inversamente (v. fig. 4), ottenendo, in tal modo, valori di capacità limitati a qualche centinaio di picofarad. Infatti, i valori comuni di capacità ottenibile per millimetro quadrato di superficie oscillano tra i 30.000 ed i 40.000 pF, e di conseguenza un condensatore della capacità di 10.000 pF occuperebbe lo stesso spazio di una quarantina di transistori.

Le considerazioni precedenti rendono conto del perché, nei c.i. monolitici, si preferisca non usare condensatori (il cui valore è, fra l'altro,

Fig. 4 - Due regioni n in un substrato p costituiscono due diodi contrapposti che, se polarizzati inversamente (substrato collegato alla tensione più negativa presente nel circuito) forniscono un buon isolamento tra le due regioni. E' tuttavia presente un accoppiamento parassita (v. in b il circuito equivalente semplificato).



	Film sottile	Film spesso
Larghezza linee (μ)	10	50 ÷ 250
Spessore film (μ)	2 ÷ 10	5 ÷ 30
Resistenza di strato (ohm/quad):		
— conduttori	0.005 ÷ 0.01	0.01 ÷ 0.1
— resistori	10 ÷ 1000	1 ÷ 200.000
Tolleranza (%) (con aggiust.):		
— resistori	0.01	0.1 ÷ 0.2
— condensatori	0.1	0.5
Capacità (pF/mm²)	300 ÷ 500	100 ÷ 2.000

variabile con la tensione applicata), e contenere per quanto è possibile i valori dei resistori.

Una situazione differente si presenta per i componenti a film, per i quali si ha un'ampia scelta di materiali sia resistivi che dielettrici, mentre non è così stringente il requisito delle ridottissime dimensioni, presente per i circuiti a semiconduttore.

Nella tabella sono riportati valori indicativi per taluni parametri riguardanti elementi a film sottile e spesso.

Per fare un esempio, consideriamo la realizzazione a film di un resistore da 10 kΩ. Esso può essere ottenuto, a film sottile, con una striscia da 1000 Ω/quadrato, larga 10 e lunga 100 micron, o, a film spesso, con un quadrato di lato pari a 50 micron R_s = 10.000 Ω/quadrato, occupando, così, una superficie di area rispettivamente da 30 a 15 volte inferiore a quella dell'equivalente resistore a diffusione.

Per i resistori a film, inoltre, lo spessore e le caratteristiche dello strato resistivo non sono soggetti a vincoli stringenti come quelli imposti, ad esempio, dalla profondità e dal drogaggio necessari nella diffusione di base dei circuiti monolitici: è, così, possibile disporre di maggior libertà nella realizzazione dei componenti.

Un circuito completo di elementi attivi e passivi può quindi essere realizzato con un numero di fasi di lavorazione che non si discosta molto da quello necessario per la realizzazione di un singolo transistore planare.

Inoltre, poiché durante ogni processo viene lavorato un wafer di silicio di area variabile da 30 ad 80 cm², e poiché un circuito tipico quale una porta quadrupla occupa una superficie di area pari a circa 0,015 cm², si vede che su un solo wafer, e quindi durante un unico ciclo di lavorazione, possono esser costruiti simultaneamente da 2000 a 5000 circuiti di questo tipo.

Già da queste prime considerazioni, si comprende che la tecnologia planare, permettendo una produzione su larga scala, ha potuto imporsi e ripagare ampiamente le ingenti spese di lavorazione, incapsulamento e prova, ripartendole su un gran numero di circuiti. Si può anzi dire che attualmente i «punti deboli» di tutta la catena di produzione dei c.i. sono quelli in cui non è possibile agire simultaneamente su un gran numero di circuiti. Si tratta, cioè, (escludendo la fase di progettazione) delle fasi di incapsulamento e verifica che, allo stato presente, possono incidere sul costo di lavorazione complessivo per una percentuale variabile anche dal 65 all'80%.

Esaminiamo, quindi, sommariamente quali siano le fasi principali in cui si articola la produzione di un circuito integrato planare.

Uno dei punti cardini della tecnologia planare è quello di poter controllare con precisione la diffusione di agenti droganti nel silicio ricoprendo le zone da non drogare mediante uno strato di materiale (biossido o anche nitruro di silicio) impenetrabile agli agenti droganti ed alle altre impurità.

In questo strato di protezione possono, mediante un processo di fotoincisione, venire aperte delle «finestre» solo nelle zone da drogare od in quelle in cui devono essere effettuati i contatti metallici di interconnessione, conseguendo il duplice risultato di delimitare tali zone, e di proteggere la superficie del circuito dalla contaminazione di agenti esterni.

L'elemento di partenza per la costruzione di un circuito integrato planare è quindi un wafer di silicio monocristallino, di tipo *n* o *p*, dello spessore 100 ÷ 200 μ e di diametro variabile da 3 a 5 cm circa, sul quale si può far crescere, con il processo di *accrescimento epitassiale* (1) uno strato di silicio monocristallino di tipo *n* o *p*, che rappresenta un'estensione del substrato, avendone la stessa struttura.

La crescita epitassiale di silicio avviene, in ambiente opportuno, secondo la reazione:

$$SiCl_4 + 2H_2 \rightleftarrows Si + 4HCl$$

in cui si ha la riduzione di vapori di tetracloruro di silicio a temperatura di 1000 ÷ 1200 °C.

Si influisce sulle caratteristiche di questo deposito, mentre sta formandosi, variando la temperatura e la concentrazione dei vapori di tetracloruro di silicio, o introducendo impurità di tipo *n* o tipo *p*.

Si ottiene, in tal modo, uno strato di spessore variabile in genere da 10 a 30 μ con drogaggio e quindi caratteristiche elettriche note e controllabili entro ampi limiti, che potrà essere usato per formare la regione di collettore dei transistori od un elettrodo dei diodi o dei condensatori a diffusione, e che presenta anche parametri parassiti di entità ridotta e controllabile. In conseguenza i circuiti monolitici, come già i transistori discreti, vengono comunemente realizzati sfruttando lo strato epitassiale.

Ottenuto lo strato epitassiale, se ne effettua l'ossidazione esponendo la piastrina in atmosfera di ossigeno o vapore d'acqua a temperatura di circa 1000 °C. In tal modo, il silicio alla superficie della piastrina si trasforma in uno strato di biossido di silicio ($Si O_2$) praticamente senza difetti, di caratteristiche controllabili e riproducibili, perché dipendenti dal tenore di ossigeno o vapore, nonché dalla temperatura e dal tempo di ossidazione.

(1) *Il vocabolo «epitassiale», derivato dal greco, significa «sistemato su».*

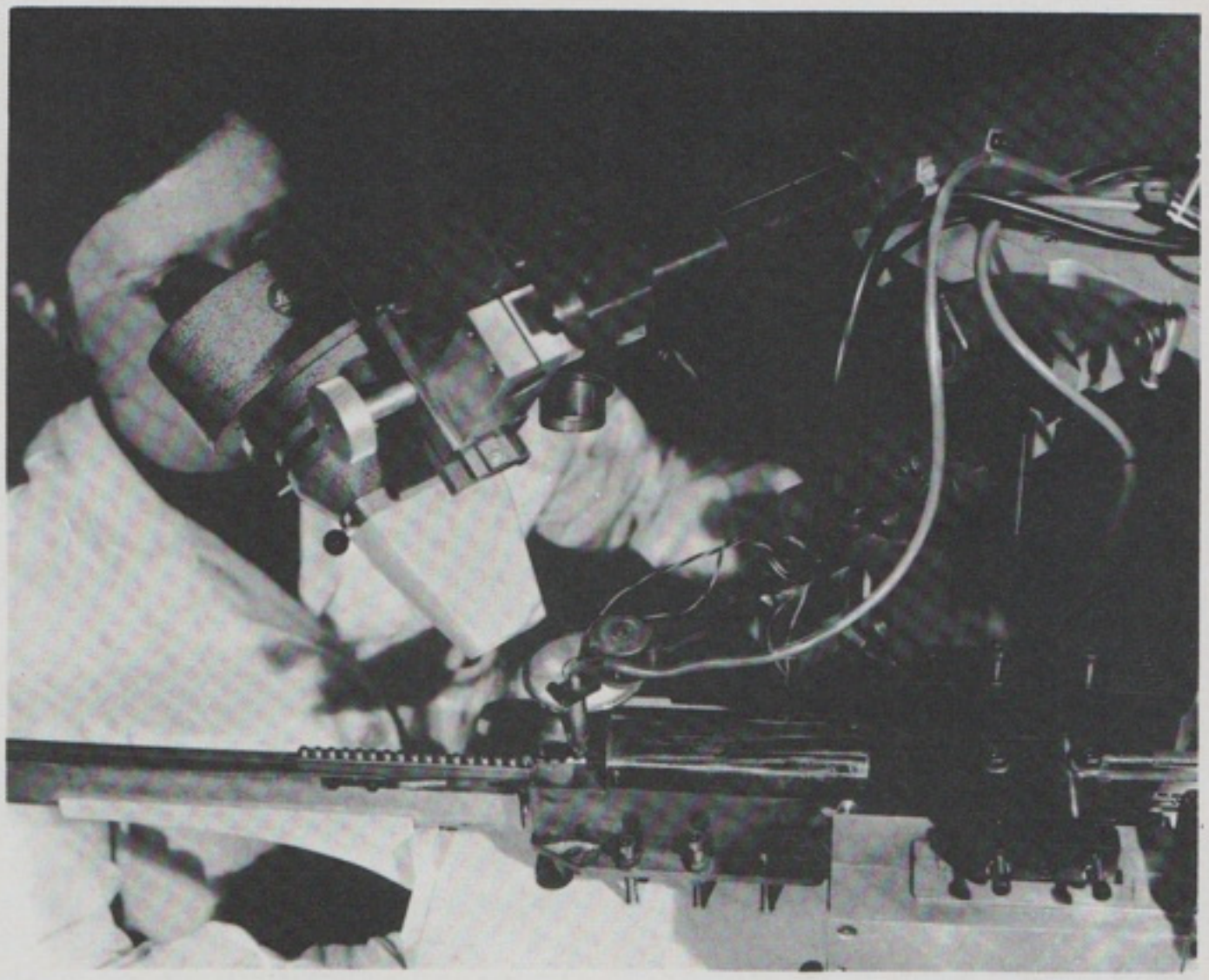


Fig. 5 - Una fase dell'incapsulamento di circuiti integrati (Cliché Thomson - CSF - Jean Claude Georgel).

Presentemente, per lo strato passivante o di protezione, si sta adottando anche il nitruro di silicio, $Si_3 N_4$, il quale, rispetto al biossido di silicio, presenta l'ulteriore vantaggio di essere impenetrabile agli ioni sodio, presenti nell'atmosfera, che invece ad alta temperatura attraversano facilmente il biossido, contaminando il circuito. Dagli esperimenti fatti risulta che la protezione fornita dal nitruro di silicio è tale da consentire anche di eliminare il contenitore per ogni circuito singolo, con evidenti vantaggi.

Per eliminare selettivamente lo strato di ossido (che ha uno spessore di 0,3 ÷ 1 micron), si provvede a ricoprirlo con una emulsione fotosensibile (detta genericamente *photoresist)* che viene esposta, attraverso un'opportuna maschera fotografica, alla luce ultravioletta. La emulsione è, così, fissata solo nelle zone illuminate, restando ivi a protezione dello strato di ossido sottostante ed impedendone l'asportazione quando la piastrina viene attaccata con apposite soluzioni, ad es. di acido fluoridrico.

Nello strato di ossido vengono, perciò, aperte delle finestre solo nelle zone in cui poi dovranno essere effettuate la diffusione delle impurità di drogaggio o le connessioni metalliche.

Si comprende, quindi, come i processi di ossidazione siano essenziali per la costruzione dei circuiti integrati e come possano risultare severi i requisiti sullo strato di ossido, il quale deve anche servire da isolante tra i vari strati metallizzati di interconnessione nonché tra essi e la superficie del silicio, essere chimicamente inerte e sopportare tutte le sollecitazioni durante le varie fasi della lavorazione, alcune delle quali, come i processi di diffusione o di metallizzazione, avvengono ad alta temperatura.

Per la pratica delimitazione delle varie regioni del circuito (regioni di collettore, base ed emettitore, resistori, zone di contatto ohmico, percorsi di interconnessione ecc.) sono necessarie più maschere fotografiche, ognuna delle quali viene utilizzata per una singola fase di fotoincisione.

In genere, una maschera viene costruita partendo da un disegno in scala molto ingrandita (200 ÷ 500 volte), rimpicciolendolo e ripetendolo molte volte su una medesima lastra, per ottenere, così, centinaia od anche migliaia di immagini uguali. La risoluzione e le tolleranze delle maschere risultano punti particolarmente critici non tanto per i transistori discreti quanto per i circuiti integrati, nei quali, attualmente, si possono (ed è necessario) delimitare zone della larghezza di 5 ÷ ÷ 6 μ, con tolleranza dell'ordine del micron.

E' chiaro, quindi, come risulti costosa la costruzione di una serie di maschere per un circuito, e delicata l'operazione del loro *allineamento* durante le successive fasi di lavorazione, poiché esse determinano la precisione con cui un circuito può essere realizzato e ne influenzano anche, se presentano difetti, il grado di fiducia ed il rendimento di fabbricazione.

E' tuttavia da tenere presente che la complessa realizzazione delle maschere risulta ampiamente ripagata dal fatto che i circuiti possono essere costruiti in grande serie, e quindi ad un basso costo unitario.

Attualmente, anche e soprattutto per problemi di integrazione su larga scala, sono allo studio o in fase di sperimentazione sistemi di *mascheratura elettronica* che, cioè, non facciano uso di maschere di tipo fotografico, ma utilizzino un fascio di elettroni, opportunamente posizionato, per impressionare sequenzialmente le varie zone della piastrina, ricoperta da un'emulsione sensibile. Il procedimento di costruzione di un circuito si svolge successivamente allo stesso modo che nel caso tradizionale.

Tale metodo presenta il vantaggio di permettere una migliore risoluzione (frazioni di micron) e di non richiedere la costruzione di maschere, ma le varie zone vengono impressionate mediante una *scansione* della piastrina, quindi non simultaneamente, aumentando il tempo di lavorazione.

Una volta terminata la lavorazione del wafer ed effettuato un test elettrico di verifica, i vari circuiti vengono separati dopo aver inciso il wafer, secondo due assi ortogonali, con una punta di diamante, e quelli difettosi sono scartati. Successivamente, il circuito viene montato sul supporto e connesso ai piedini del contenitore con fili metallici saldati alle due estremità, ad esempio mediante termocompressio-

ne od ultrasuoni, quindi incapsulato nel contenitore protettivo (ceramico, o molto spesso, plastico), di ingombro proporzionalmente elevato, il quale consente, attraverso i piedini che da esso fuoriescono, la connessione del circuito in un sistema (fig. 5).

Sono presentemente utilizzati svariati tipi di contenitori di forma, dimensioni e numero di piedini molto diversi, ma con caratteristiche normalizzate per ogni tipo al fine di consentire un montaggio standardizzato nonché un'agevole intercambiabilità tra circuiti di stesse caratteristiche, ma realizzati da industrie diverse.

Nella 1ª parte di questo articolo, apparsa sul nº 1/1972, la fig. 1 *b* mostra che lo spazio occupato dal circuito integrato vero e proprio è molto piccolo rispetto a quello occupato dal contenitore, e che quindi la tecnica d'incapsulamento che abbiamo delineata, pur essendo attualmente la più seguita, non consente un adeguato sfruttamento dei vantaggi offerti dal minimo ingombro dei c.i. Oltre a ciò, le operazioni di saldatura avvengono sequenzialmente, con tecniche semiautomatiche, assorbono una quantità di tempo proporzionalmente rilevante e non forniscono risultati molto soddisfacenti come grado di fiducia. In conseguenza tale tecnica sta per essere soppiantata da altre che permettono una lavorazione più automatizzata (sia nella costruzione del circuito che nel montaggio in un sistema), con miglior grado di fiducia e costi più ridotti, o che, come nel caso dei circuiti beam-leads, consentono addirittura di eliminare il contenitore, con notevole riduzione dell'ingombro complessivo. Ma soprattutto si sta cercando di integrare quante più funzioni elettroniche possibili su una sola piastrina, mediante le tecniche di integrazione su media scala (MSI) o su larga scala (LSI), di cui tratteremo successivamente.

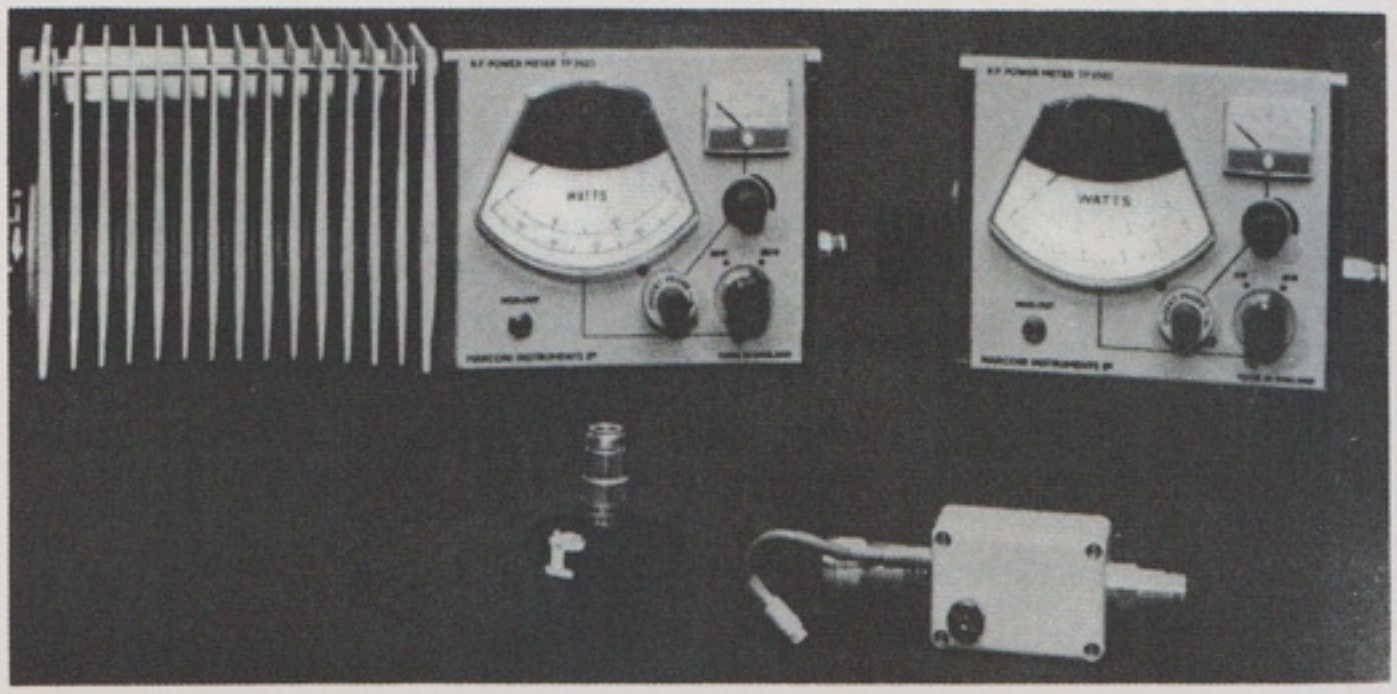
Ricordiamo, infine, che nella nostra esposizione ci siamo limitati a riportare solo le fasi principali della costruzione di un circuito integrato, ognuna delle quali si articola a sua volta in un certo numero di «passi» elementari. Ad es., una singola fase di diffusione comprende circa dieci passi, per cui la costruzione di un circuito integrato, dalla piastrina di partenza fino al circuito completo pronto per la consegna, può comprendere un centinaio di passi singoli.

Una così complessa procedura ha riflessi sul grado di fiducia e sul rendimento di fabbricazione dei circuiti integrati. Vogliamo tuttavia mettere nuovamente in risalto che si tratta di processi che avvengono in condizioni controllate, in ambienti particolarmente attrezzati, ed utilizzando apparecchiature di grande precisione. Perciò, il rendimento di fabbricazione può avere livelli soddisfacenti, ed il grado di fiducia dei circuiti si mantiene elevato, tra l'altro, per l'utilizzazione di materiali ad elevata purezza e *compatibili* tra loro, cioè tali da non dar luogo ad interazioni dannose alla loro interfaccia.

(continua)



In questa breve esposizione si esaminano alcuni moderni misuratori di potenza a radiofrequenza in cui sono utilizzati dei rivelatori del tipo a termocoppia con filo sottile, che consentono di misurare potenze comprese fra i 100 mW ed i 100 W, nella vasta gamma che va dalla corrente continua alla frequenza di 1 GHz.



MISURATORI DI POTENZA R.F. A TERMOCOPPIE

a cura di P. Soati

La potenza rappresenta uno dei parametri fondamentali per le frequenze radio molto elevate e, data la sua importanza, le apparecchiature che la misurano oltre ad essere molto precise devono essere di semplice costruzione e di facile impiego.

Le misure assolute di potenza a radiofrequenza generalmente sono piuttosto lunghe e necessitano di personale specializzato che sia in grado di effettuare delle calibrazioni molto precise, dato che i misuratori di potenza richiedono dei metodi indiretti.

I moderni misuratori di potenza RF si suddividono in due classi principali: quelli che impiegano un rivelatore termico, che fornisce una uscita proporzionale alla potenza di entrata, e quelli che usano un rivelatore a diodo accoppiato induttivamente, che misura essenzialmente la tensione sviluppata agli estremi del carico.

In quest'ultimo caso la potenza viene ottenuta mediante la formula:

$$P = \frac{E^2}{R}$$

Un rivelatore a diodo è un dispositivo a lettura di picco e quindi l'uscita dipende dalla forma di onda. Con un rivelatore a diodo accoppiato induttivamente, il misuratore di frequenza presenta un limite inferiore di frequenza, che generalmente è dell'ordine di 30 MHz. Inoltre il controllo della calibrazione di questo tipo di misuratore di frequenza rappresenta un compito piuttosto difficile.

Gli strumenti che adottano i metodi termici per la misura della potenza possono usare dei rivelatori bolometrici, nei quali la variazione della resistenza del rivelatore con il variare della potenza viene messa in evidenza attraverso un circuito a ponte calibrato in base alla potenza incidente.

La gamma di frequenza ottenibile con questo metodo è molto ampia; con particolari accorgimenti è possibile arrivare fino alla corrente continua sebbene ciò presenti lo svantaggio di richiedere un'alimentazione esterna e l'indicazione sia soggetta ad una apprezzabile deriva dal punto zero.

Gli unici dispositivi insensibili

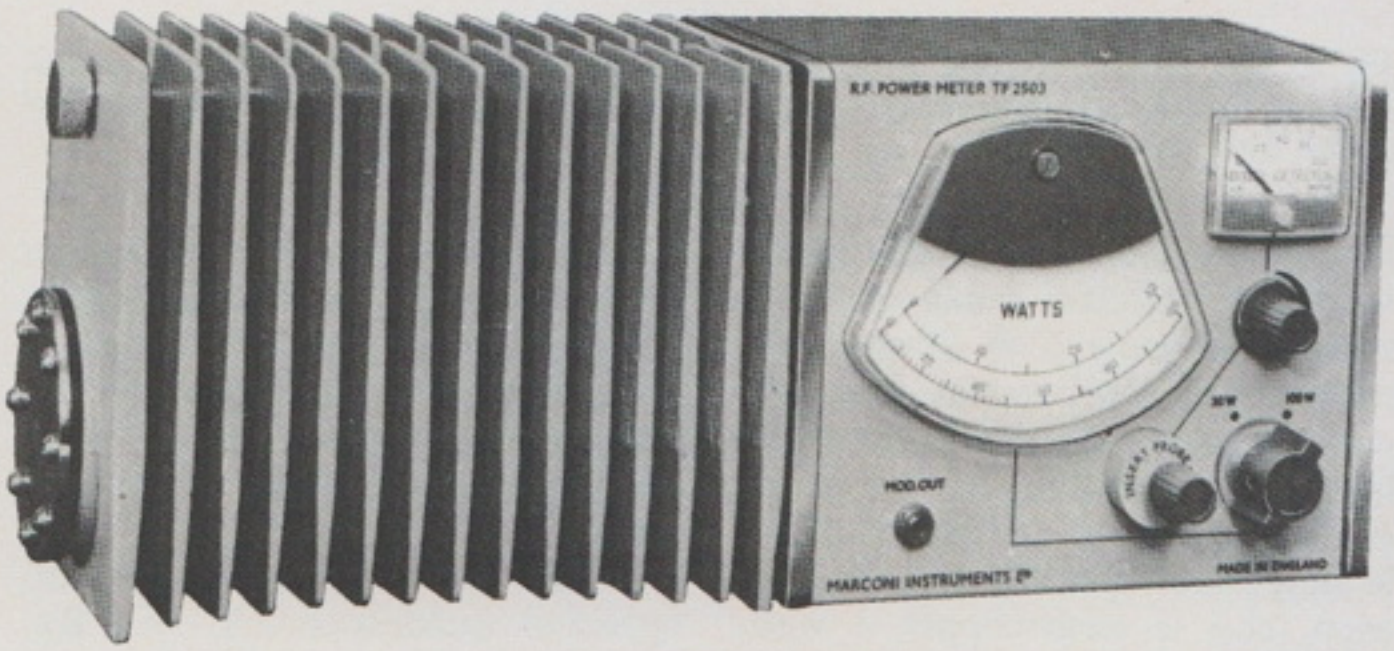


Fig. 1 - Misuratore di potenza a radio frequenza Marconi TF2503 da 100 W, R.O.S. 1,1 : 1.



Fig. 2 - Misuratore di potenza a radio frequenza Marconi TF2502 da 10 W.

la potenza è assorbita da un carico terminale e l'aumento di temperatura è misurato da termocoppie che danno una indicazione molto accurata della potenza incidente. Il metodo di misura è assoluto ma necessita anche di molto tempo a causa delle elevate costanti di tempo di misura.

Tuttavia se la termocoppia è costruita in modo da far parte del circuito a radio frequenza, la costante di tempo si riduce notevolmente

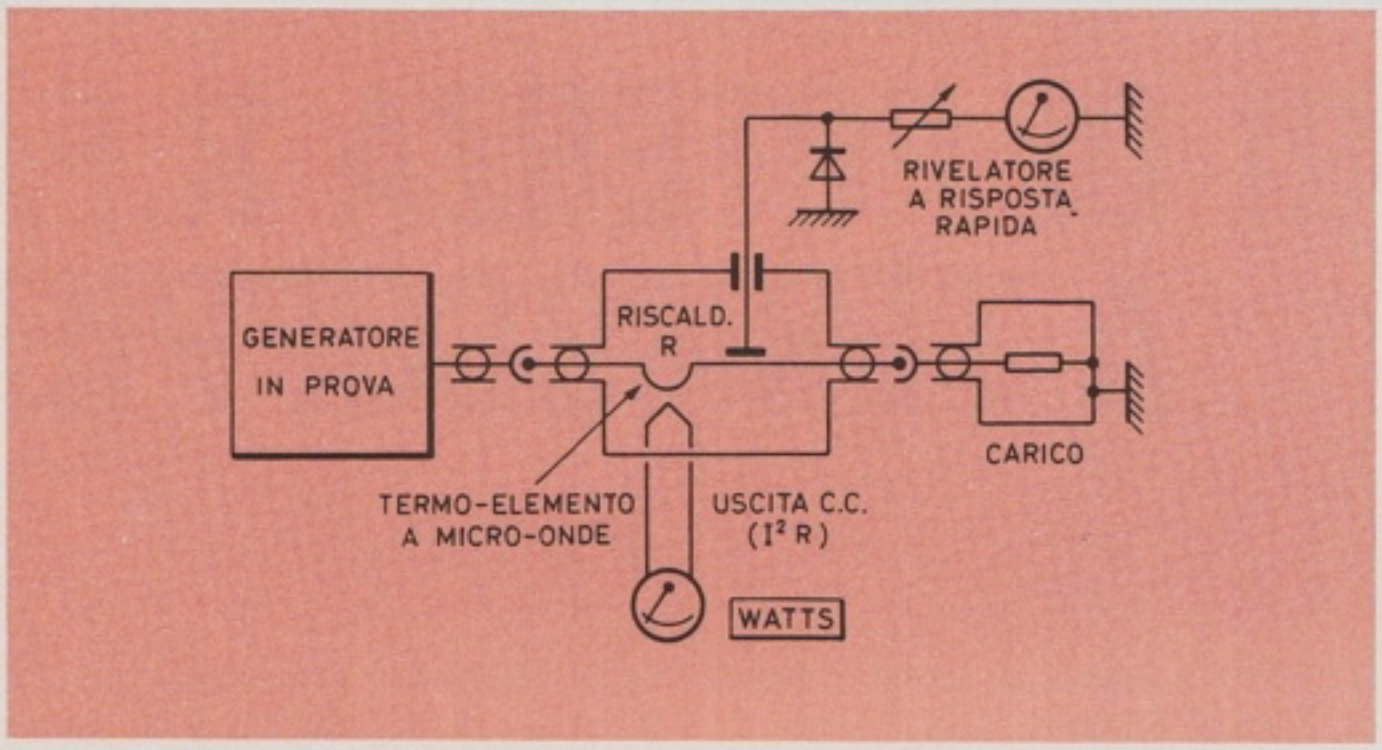


Fig. 3 - Schema di principio di un wattmetro per la misura della potenza a radio frequenza.

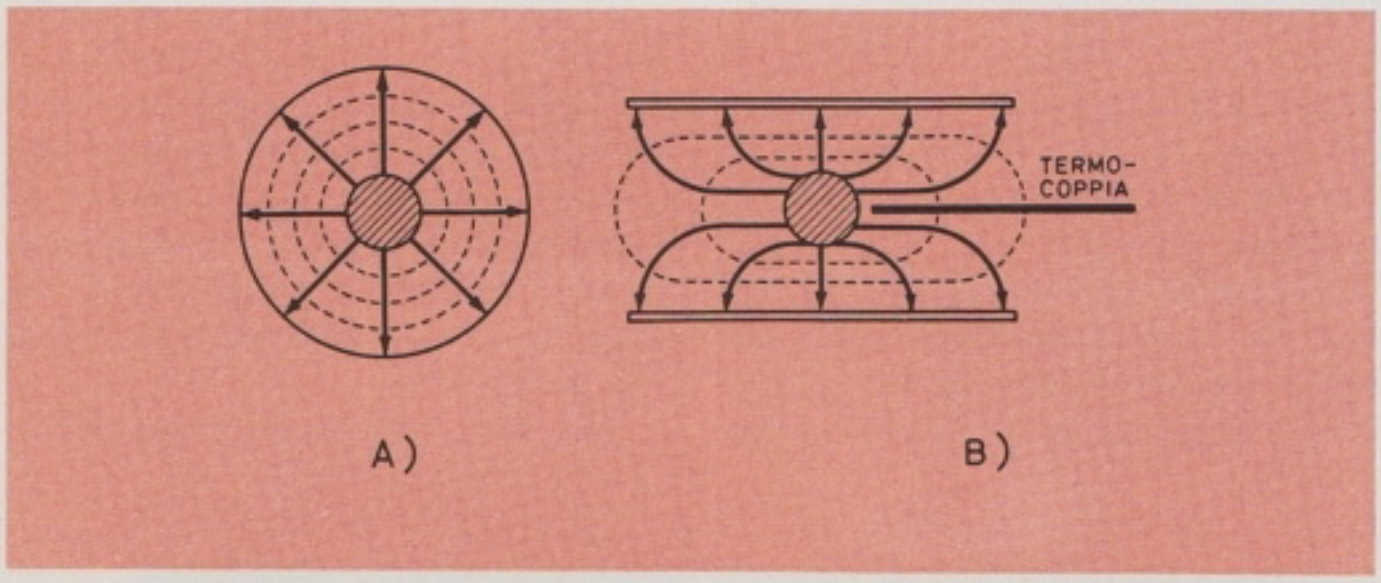


Fig. 4 - A - Sezione di linea coassiale. B - sezione di linea di trasmissione con indicazione del campo elettromagnetico. Si noti la bassa densità del campo em nel piano della termocoppia.

alla deriva dello zero, e che possono essere utilizzati senza dover ricorrere all'impiego di alimentazione esterna, sono i rivelatori termici che si basano sulla conversione della potenza incidente in calore con successiva misura dell'aumento della temperatura per effetto termoelettrico, cioè le termocoppie. I wattmetri colorimetrici appartengono a questa classe. In questo caso tutta e se si incorporano delle termocoppie del tipo a linea di trasmissione e a film sottili, è possibile misurare la potenza in una gamma di frequenza estremamente ampia che va dalla corrente continua alle microonde.

Poiché la termocoppia è un dispositivo quadratico ($V = I^2R$), essa misura la potenza media vera, indipendentemente dalla forma di onda e, dato che non esiste un limite di frequenza inferiore, la calibrazione può essere effettuata alla frequenza di alimentazione della rete.

In linea di massima per la misura della potenza a radiofrequenza, si adoperano due tipi di termocoppie, nel primo, a riscaldamento diretto, la corrente RF percorre la giunzione a termocoppie, nel secondo, a riscaldamento indiretto, detto generalmente termoelemento, tutta od una parte della potenza RF viene dissipata in un elemento riscaldatore e delle termocoppie separate misurano il relativo aumento di temperatura.

Nei misuratori MARCONI del tipo TF2501, TF2502 e TF 2503 si usa, ad esempio, questo secondo tipo di rivelatore termoelettrico.

Il metodo di misura della potenza si basa sull'invio di una piccola parte della potenza incidente in un elemento termico posto sulla linea, mentre il resto della potenza viene assorbito da un carico terminale.

Il wattmetro TF2503, illustrato in figura 1, permette di misurare delle potenze RF da 30 a 100 W, mentre il wattmetro TF2502, di cui alla figura 2 può essere usato per la misura di potenze da 3 a 10 W.

Si tratta di due strumenti molto compatti, la cui alimentazione è del tutto indipendente da sorgenti esterne.

Nella loro costruzione è stato adottato il metodo modulare in modo che i carichi terminali da 50 Ω sono facilmente separabili dal sistema di rivelazione ed usabili indipendentemente. Qualora sia necessario, lo strumento del rivelatore può essere separato dal carico e dalla testa rivelatrice ed essere usato con dei fili volanti.

ELEMENTO TERMICO A MICROONDA

Se si pone in serie al carico che è mostrato in figura 3 un elemento termico coassiale con un riscaldatore a bassa resistenza, con la resistenza totale adattata all'impedenza caratteristica della linea, l'elemento assorbirà una percentuale della potenza totale del generatore.

L'aumento di temperatura del riscaldatore che ne risulta, può venir messo in evidenza per mezzo di una serie di giunzioni bimetalliche poste nelle immediate vicinanze. La f.e.m. prodotta è misurata direttamente, senza amplificazione, da uno strumento a bobina mobile, calibrato in funzione della potenza incidente.

La sensibilità dei dispositivi è tale che con questa serie di strumenti si possono misurare livelli di potenza fra 100 mW e 100 W.

I suddetti due strumenti, della serie TF, presentano il notevole vantaggio di avere una risposta in frequenza fino alla corrente continua e pertanto, come abbiamo detto, possono essere tarati con facilità alla frequenza di rete che in Italia è di 50 Hz. Inoltre essi misurano la vera potenza media indipendentemente dalla forma d'onda.

Finora la tecnologia dei componenti aveva limitato la precisione, il rapporto di onde stazionarie ed il limite superiore di frequenza di questi strumenti.

L'avvento dei componenti a film sottile, accoppiati alle moderne tecniche in uso nel campo delle microonde, ha consentito la progettazione di misuratori di potenza con il limite superiore di frequenza fino a 1000 MHz (cioè 1 GHz).

Le limitazioni degli elementi termici convenzionali naturalmente non possono essere discusse in questa sede, esse, come è noto, consistono in disadattamenti di impedenza e in errori che sono da attribuire all'effetto pelle.

Da notare che in ogni misura di potenza deve essere tenuto in considerazione l'effetto dovuto all'impedenza. Riflessioni attribuibili a componenti della linea di trasmissione che possono provocare dei disadattamenti di impedenza sono certamente causa di seri errori nella misura della potenza. Pertanto è indispensabile agire in modo da eliminare questi errori di disadattamento.

L'elemento termico convenzionale ha generalmente un riscaldatore che consiste in un corto filo resistivo nel quale viene assorbita la potenza da misurare. La giunzione a termocoppie per le misure è montata al centro del filo. Per ridurre la massa termica e quindi la costante di tempo della misura, questo filo è generalmente sottile. Ora, a causa della capacità parallela e dell'induttanza in serie, l'impedenza di un riscaldatore così montato, varierà in genere con la frequenza del segnale applicato.

Si verifica quindi un disadattamento di impedenza che peraltro può essere eliminato rendendo l'elemento parte di una linea di trasmissione.

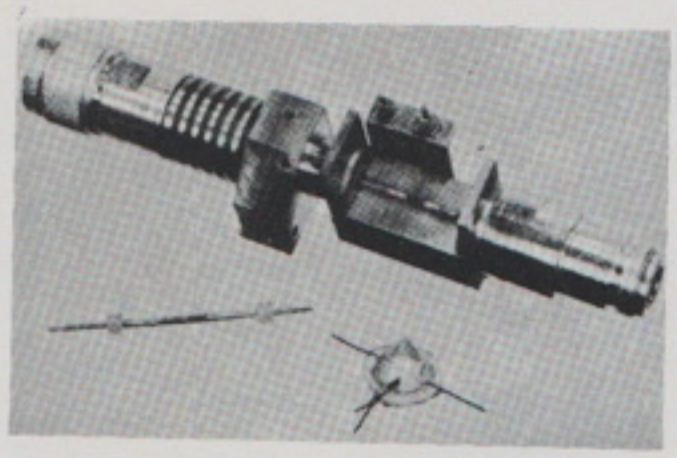


Fig. 5 - Elemento termico con linea biplanare esposta, con resistore riscaldatore e termocoppia di misura.
In basso: comparazione del resistore a film sottile (a sinistra) con un termoelemento convenzionale nel vuoto.



Fig. 6 - Comparazione del carico da 10 W al berillio, con un resistore convenzionale da 1/4 W.

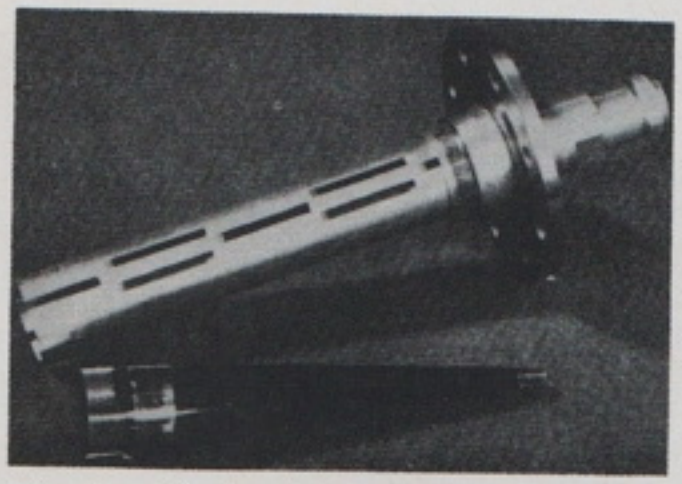


Fig. 7 - Carico da 100 W con relativa custodia cilindrica.

Attraverso una scelta appropriata di rapporti fra i diametri, il riscaldatore può essere reso parte integrale del conduttore centrale di una linea di trasmissione coassiale.

La limitazione dovuta all'effetto pelle, in elementi termici convenzionali, è causata di nuovo dal riscaldatore. E' ben noto che la distribuzione della corrente in un conduttore varia con la frequenza in modo che la resistenza effettiva del riscaldatore aumenta con l'aumentare della frequenza. Questo errore può essere evitato se il riscaldatore resistivo solido viene sostituito da un tipo tubolare, con parete di spessore minore dello spessore conduttivo effettivo per quel materiale, alla massima frequenza di funzionamento del dispositivo.

Peraltro, è impossibile costruire dei tubi autosopportanti di queste dimensioni e l'unica soluzione valida consiste in un componente a film sottile nel quale una pellicola resistiva viene depositata su un supporto dielettrico di forma adatta.

Pertanto, con un riscaldatore resistivo tubolare a film sottile che faccia parte di un conduttore di una linea di trasmissione, le limitazioni principali degli elementi termici convenzionali vengono superate. Se la resistenza di questo riscaldatore è piccola, nei confronti dell'impedenza caratteristica della linea, e se la sua lunghezza è corta, comparata con la lunghezza d'onda usata, il termoelemento può essere considerato privo di perdite e si può applicare la teoria normale delle linee di trasmissione uniformi. La sua introduzione sulla linea, fra il trasmettitore ed il carico terminale, rappresenterà una discontinuità trascurabile ed avrà piccolo effetto sul rapporto di onde stazionarie del sistema.

La giunzione a termocoppia deve essere montata molto vicino alle superfici del riscaldatore e quindi i suoi fili terminali debbono passare attraverso lo spazio dielettrico della linea di trasmissione. Se si introduce un conduttore metallico nello spazio dielettrico di una linea coassiale si produce una notevole discontinuità. Tuttavia se si

usa una linea, il disadattamento di impedenza può venire minimizzato perché, come mostra la figura 4, esiste un piano di basse intensità di campo em, lungo l'asse centrale e i fili della termocoppia possono venire introdotti lungo questo piano.

La figura 5 mostra, a sinistra in basso, un termoelemento parzialmente smontato con un resistore a film sottile, confrontato con un termoelemento convenzionale nel vuoto, a destra.

L'USO DEL BERILLIO

La maggior parte della potenza che passa attraverso i wattmetri della serie TF, viene dissipata dai carichi terminali. Questi consistono in due versioni base. Le versioni da 10 W per i tipo TF2501/2502 e da 100 W per il tipo TF2503.

Nel carico da 10 W la disponibilità di una resistenza piccola di alta dissipazione a film sottile, ha permesso l'uso di approssimazioni di progettazione che hanno dato luogo ad una terminazione molto semplice con caratteristiche elettriche eccellenti. Questo carico è visibile in figura 6. E' possibile notare le dimensioni del carico da 10 W in confronto con quelle di un resistore da ¼ di Watt. L'aumento di 40 volte della potenza massima ammissibile è dovuto all'impiego di ceramica ad ossido di berillio (berylia), come sottostrato del resistore. Quando il berillio, usato come sottostrato di un resistore, è unito ad un dissipatore di calore, il calore prodotto dalla potenza che si dissipa nello strato resistivo viene condotto rapidamente attraverso la ceramica al dissipatore stesso. Quindi la temperatura dello strato viene mantenuta ad un valore consistente, con una buona stabilità della resistenza. Il carico da 10 W ha un R.O.S. di 1,05 fino a 1 GHz, di 1,1 a 3 GHz e 1,2 a 5 GHz, con una stabilità della resistenza di 0,03% per 1000 h a pieno carico.

LIQUIDO RAFFREDDANTE

Per quanto concerne il carico da 100 W non è possibile ridurre sufficientemente le dimensioni del resistore in modo da utilizzare le approssimazioni teoriche adottate per di 10 W ed allora che si è fatto uso di un nuovo tipo di resistore di carico con un raffreddamento da era spaziale!

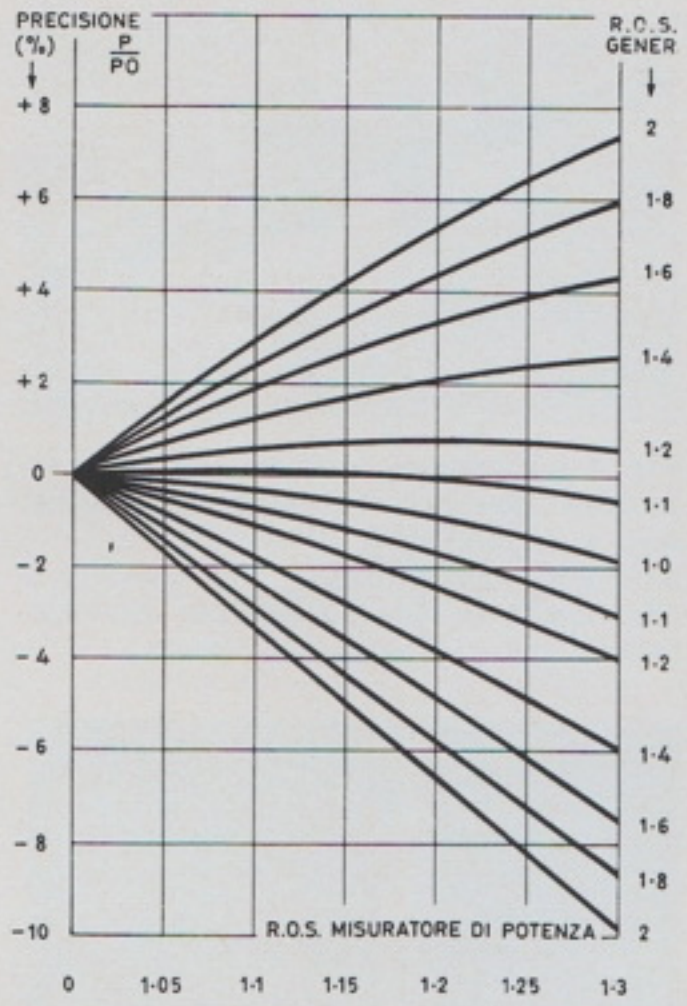


Fig. 8 - Diagramma dell'incertezza nel valore della potenza disponibile su Z_o in funzione del rapporto di onde stazionarie (R.O.S.), della sorgente e del misuratore di potenza.

Le equazioni di una linea di trasmissione che regolano le terminazioni coassiali, contengono una funzione esponenziale ed applicate a carichi con lunghi resistori cilindrici richiedono involucri aventi forma speciale ed esponenziali complessi. Tuttavia, queste equazioni possono essere soddisfatte se il resistore è conico anziché cilindrico, come mostra la figura 7, perché la resistenza lungo il cono è esponenziale.

L'involucro conduttore esterno può essere allora un semplice tubo cilindrico.

Questo metodo semplifica i problemi meccanici e concentra tutte le difficoltà costruttive in un componente: il resistore di carico a film sottile. Il vantaggio principale di questo metodo sta nella forma del carico.

Dato che si ha una riduzione graduale delle dimensioni del conduttore centrale, il carico non presenta virtualmente nessuna discontinuità elettrica e si ottiene un buon R.O.S. per questo tipo di carico. Per assicurare un adeguato raffreddamento dello strato resistivo si utilizza un liquido raffreddante a fluorocarbone, che è 40 volte più efficiente dell'olio usato nei normali trasformatori.

Il liquido raffreddante, che può smaltire notevoli quantità di flusso termico, è denso e volatile e trasferisce calore per convenzione normale ad evaporazione nucleata. Questo tipo di liquido dà, a parità di volume, un notevole miglioramento nell'efficienza del raffreddamento rispetto ai metodi convenzionali.

RIVELATORE A DIODO A RISPOSTA RAPIDA

La limitazione principale dei misuratori di potenza RF con rivelatori termici è, come abbiamo detto, la loro grande costante di tempo di misura. Questa può essere dell'ordine di minuti per i misuratori di potenza nei quali si misura la temperatura del carico.

Nella serie TF questa costante scende a 6 secondi ma in certi casi questo valore risulta ancora troppo elevato.

Nel mettere a punto dei circuiti con Q molto alto, quali si impiegano nei trasmettitori, è importante che i circuiti siano sintonizzati esattamente e perciò è richiesta una rivelazione di potenza molto rapida. Questa serie di misuratori è stata perciò dotata di un tale tipo di rivelatore.

Esso consiste in un specillo capacitivo accoppiato al conduttore centrale del termoelemento in modo che una parte della tensione sviluppata attraverso il carico terminale può essere rivelata e misurata su un secondo indicatore rivelatore a diodo, montato sull'apparecchio (figura 3). Questo rivelatore è sostanzialmente destinato a consentire la rapida sintonizzazione dell'equipaggiamento in prova piuttosto che a misurare effettivamente la potenza, e pertanto l'indicatore del rivelatore a diodo non è tarato esattamente in potenza bensì è dotato di una

scala lineare tracciata arbitrariamente.

Nel circuito del rivelatore a diodo non è necessaria alcuna amplificazione. Peraltro, per ottenere una larghezza di banda di frequenza da 5 MHz a 1 GHz la posizione dello specillo è regolabile. Si può regolare la penetrazione dello specillo in modo da ottenere una lettura utile sull'indicatore quando sono richieste delle letture rapide nella parte inferiore della gamma, mentre si può estrarre completamente per eseguire misure di potenza con il rivelatore ad elemento termico in modo preciso all'estremità superiore della gamma.

La disponibilità di due rivelatori, uno termico l'altro a diodo, in un unico misuratore di potenza, permette di effettuare misure di potenza vera, indipendentemente dalla forma d'onda ed allo stesso tempo di ottenere il vantaggio di misure rapide quando ciò sia necessario.

ATTENUATORI O CARICHI TERMINALI

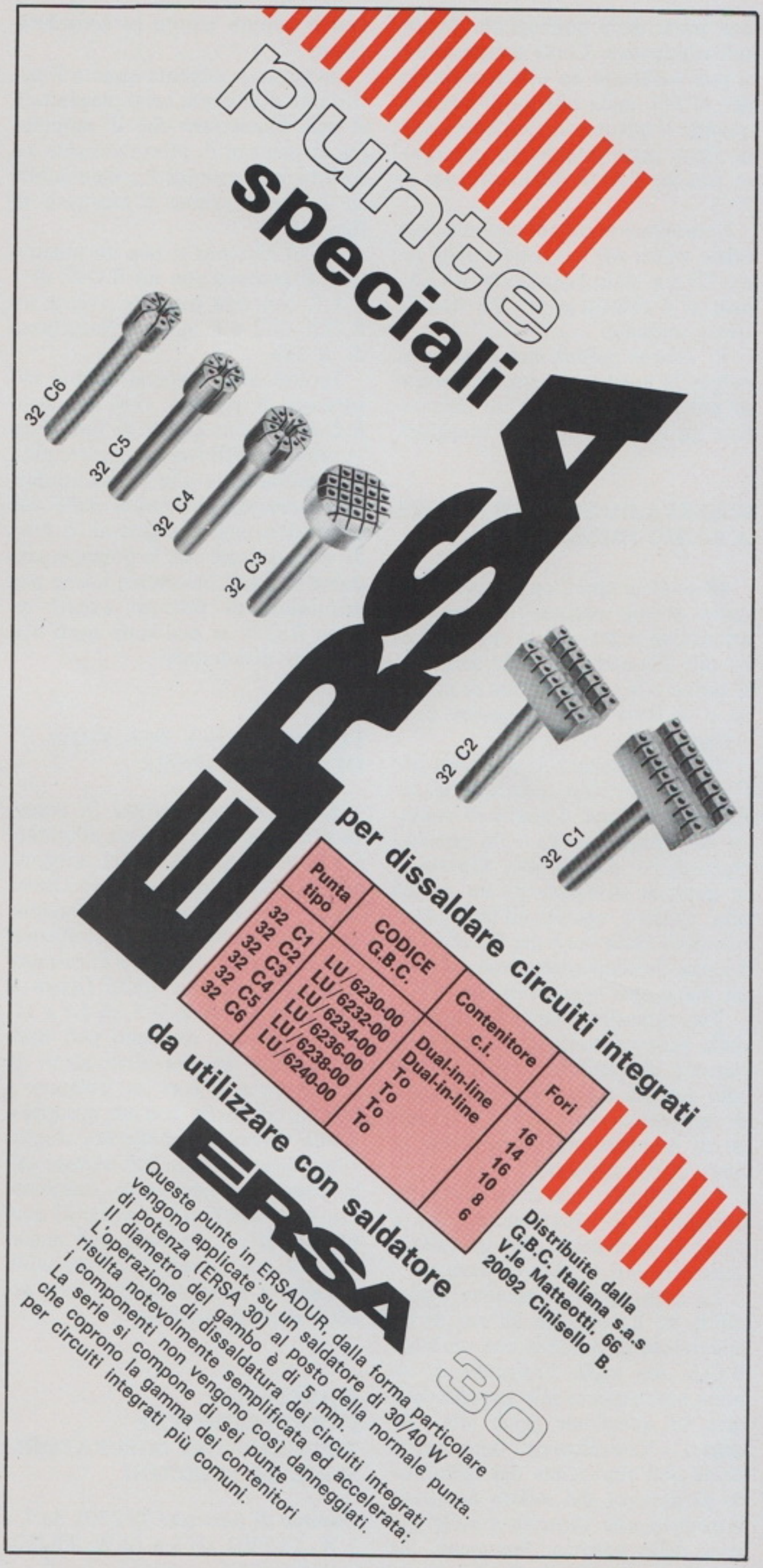
Una volta scelto il sistema base di rivelazione di potenza, sono disponibili diversi metodi per allargare il campo di misura di un misuratore di potenza.

A prima vista, una soluzione elegante è rappresentata dall'uso di un rivelatore a bassa potenza unito ad un attenuatore in serie, a preferenza del sistema usato in questo caso in cui viene utilizzata una gamma di rivelazione e di carichi per coprire il campo di potenza da 100 mW a 100 W.

La scelta del sistema deve essere eseguita in base agli errori che si possono verificare nelle misure con i diversi metodi.

E' molto difficile costruire degli attenuatori resistivi a larga banda e per potenze elevate. La precisione massima dell'attenuazione è dell'ordine di ± 0,3 dB, ciò equivale ad un errore nelle misure di potenza di ± 7% che va aggiunto all'errore del rivelatore. Con il sistema adottato per i misuratori Marconi della serie TF ciò non si verifica.

Il R.O.S. degli attenuatori a potenza elevata è dell'ordine di 1,15 a 1, e ciò dà luogo alla riflessione di



una parte della potenza che incide sull'attenuatore. Come spiegheremo, si può verificare un ulteriore errore del ± 5% nella misura di potenza quando il misuratore con attenuatore viene impiegato su un generatore con un R.O.S. della sorgente di 2 : 1.

Naturalmente questo tipo d'errore esiste anche nei misuratori della serie TF ma, dato l'eccellente R.O.S., esso si è ridotto a ± 3% con la stessa sorgente.

E' chiaro quindi che quando si esegue la misura con un misuratore di potenza che utilizza un attenuatore gli errori sono assai maggiori.

OSSERVAZIONI SULLE MISURE A RADIO FREQUENZA

Quando si specifica la potenza di uscita di una sorgente, occorre fare attenzione a definire la sua relazione con l'impedenza della sorgente, il carico o la terminazione di potenza e la linea di trasmissione e di collegamento.

Se il generatore è previsto per l'uso con un carico adattato, la definizione comune è quella di potenza disponibile su Z_o o la potenza equivalente disponibile. Questa è la potenza dissipata di un carico non reattivo uguale all'impedenza nominale della sorgente Z_o alla frequenza fondamentale, misurata ad un piano specifico all'uscita.

Tale quantità deve essere distinta dalla potenza coniugata o massima potenza disponibile, che si ottiene solo con un carico di adattamento di impedenza coniugata fra il carico ed il generatore, insieme con la linea di trasmissione.

Ciò richiede l'uso di un'unità sintonizzabile di adattamento, che a parte la scomodità, può introdurre delle sensibili perdite di potenza.

La definizione di potenza disponibile su Z_o obbliga all'uso di un misuratore di potenza con un buon R.O.S. ma toglie l'esigenza di un buon adattamento alle apparecchiature in questione (cioè alla sorgente). Naturalmente ogni variazione dell'impedenza del misuratore di potenza dal valore nominale introduce una incertezza sulla misura della potenza, fenomeno che non è sempre tenuto in considerazione.

Se tanto la sorgente quanto il misuratore di potenza sono disadattati, si può dimostrare che il rapporto fra la potenza P, effettivamente assorbita, e la potenza P_o, disponibile su Z_o, varia come è mostrato in figura 8.

Se ad esempio si usa un misuratore di potenza con un R.O.S. di 1 a 1,1, con una sorgente avente un R.O.S. di 2 a 1, si ha un'incertezza di ± 3%.

Inoltre se si dispone di due misuratori di potenza con lo stesso R.O.S. ma con angoli di fase della impedenza differenti, connettendoli successivamente alla stessa sorgente, la massima differenza delle due indicazioni può giungere al ± 6%. Si vede dunque che si possono produrre notevoli incertezze anche con misuratori di potenza aventi un buon R.O.S. se essi sono usati con sorgenti disadattate.

ELIMINAZIONE DEL R.O.S. DEL GENERATORE

Isolando il misuratore di potenza dal generatore, si può eliminare l'effetto del R.O.S. della sorgente sull'incertezza della misura. Basta allora prendere in considerazione solo l'effetto del R.O.S. del misuratore di potenza usato che è trascurabile, come appare dalla figura 8 (±0,2% per un R.O.S. di 1,1 a 1).

L'isolamento richiesto può essere ottenuto con un attenuatore da 20 dB circa o con un isolatore a ferrite, od anche con un accoppiamento direzione ad elevata direttività. Naturalmente, per evitare tali incertezze, è necessario conoscere con esattezza l'attenuazione di questi dispositivi. Peraltro, tali accorgimenti sono sempre consigliabili quando si comparano fra loro dei misuratori di potenza.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE TECNICHE DEI MISURATORI SERIE TF MARCONI

Gamma di potenza: TF2501 da 1 a 3 W, TF2502, da 3 a 10 W, TF2503 da 30 a 100 W. **Gamma di frequenza:** dalla corrente continua ad 1 GHz (1000 MHz).
R.O.S.: 1,1 a 1. **Precisione:** ± 5% fondo scala. **Impedenza:** 50 Ω, connettori tipo N. **Rivelatori: a)** termoelemento costante di tempo 5 secondi, **b)** diodo non calibrato, risposta istantanea. **Uscita modulata:** è prevista un'uscita di sorveglianza con modulazione della portante. **Carico di terminazione:** 10 W e 100 W impedenza 50 Ω R.O.S. 1,05 ad 1 GHz.

BIBLIOGRAFIA

AA Luskow - Misuratori di potenza a termocoppia per microonde - Joint IERE, IEE.

AA Luskow - Componenti a film sottile nelle misure di potenza RF. Proc. Joint IERE IEE.

D.R. Willis - La misura della potenza a radiofrequenza - Marconi Instrumentation.

UN BOLOMETRO A STRATI SOTTILI

La RTC ha realizzato recentemente un nuovo tipo di bolometro a strati sottili che permette di effettuare la misura della temperatura di qualsiasi oggetto senza che sia necessario stabilire un contatto termico.

Con tale apparecchio è possibile osservare altresì il passaggio di sorgenti di calore, lo studio di fenomeni termici di tipo transitorio, il controllo della composizione chimica di gas e la localizzazione di difetti.

Il bolometro della RTC è costituito da due termoresistori identici depositati sullo stesso substrato. Uno di essi funge da elemento attivo, foto-termosensibile, l'altro da elemento compensatore.

a cura di A. RECLA

CONSIDERAZIONI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE VHF-UHF

Lo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche risulta sempre di utilità specialmente quando trattasi di onde VHF e UHF. Sono infatti frequenti i casi nei quali occorre studiare e interpretare il comportamento delle onde durante la propagazione dal trasmettitore al ricevitore specialmente se trattasi di un televisore.

Risulterà perciò di interesse un riesame dei fenomeni che intervengono nella propagazione che esponiamo nel presente articolo.

Le onde metriche, decimetriche e centimetriche vengono sovente denominate anche «onde quasi ottiche» perché presentano, nella loro propagazione, una analogia con le onde luminose. Esse vanno infatti soggette ad attenuazione, a riflessione, a rifrazione e diffrazione; tutti questi fenomeni vanno presi in considerazione specialmente nei casi di ricezione televisiva difficile, ossia nelle cosiddette zone marginali.

Le onde elettro-magnetiche irradiate dall'antenna del trasmettitore arrivano all'antenna del ricevitore con tre componenti, ossia attraverso tre vie diverse e precisamente:

1) L'onda terrestre
2) Il raggio diretto
3) Il raggio indiretto che raggiunge il ricevitore dopo la riflessione sul terreno o contro qualche ostacolo.

La componente terrestre nelle onde metriche (λ inferiore a 10 m) e decimetriche (λ inferiore a 1 m) può venir trascurata essendo completamente assorbita. Quello che interessa è perciò la propagazione del raggio diretto ed indiretto nel suo percorso dal trasmettitore al ricevitore.

IL RAGGIO DIRETTO

Il raggio diretto si propaga attraverso lo spazio libero.

Per propagazione delle onde nello spazio libero, si intende quella che non va soggetta ad attenuazione da parte del mezzo (atmosfera) nè a riflessione nè a diffrazione. Secondo la teoria l'attenuazione nello spazio libero aumenta con la distanza del trasmettitore e con l'aumento della frequenza. Raddoppiando la distanza o la frequenza, l'attenuazione aumenta di 2 e rispettivamente di 6 dB.

L'attenuazione nello spazio libero per radiatori isotropi per 160 MHz e 450 MHz è rappresentata in fig. 1. Il radiatore isotropo è una antenna (ideale) avente un diagramma di radiazione sferico e un guadagno di 1.

ATTENUAZIONE E ASSORBIMENTO DELLE ONDE NELL'ATMOSFERA

Le onde elettro-magnetiche possono andar soggette ad assorbimento da parte dell'atmosfera quando la lunghezza d'onda risulta delio stesso ordine di grandezza contenute nell'atmosfera stessa. La pioggia, la grandine, la neve bagnata e la nebbia producono perciò un assorbimento delle onde solo per lunghezze inferiori a 10 cm.

Le onde vanno soggette inoltre ad attenuazione quando la loro fre-

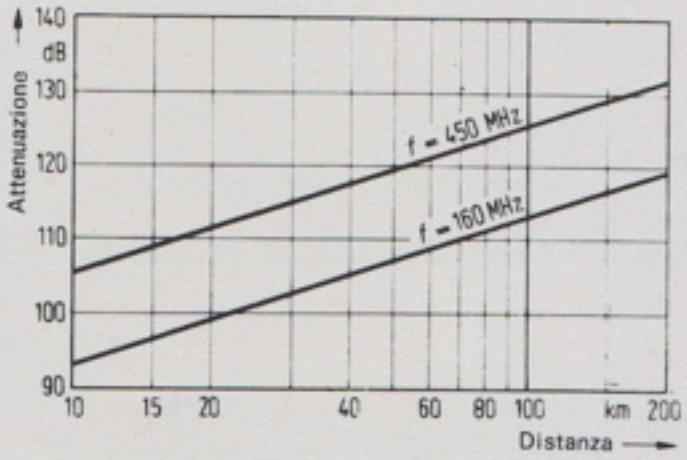


Fig. 1 - Attenuazione dello spazio libero fra due radiatori isotropi.

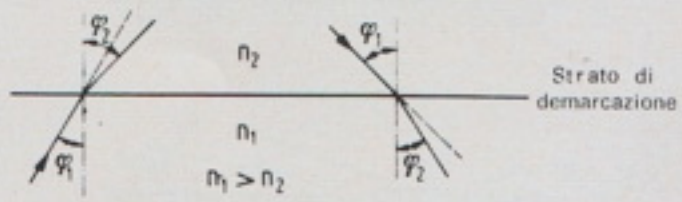


Fig. 2 - Deviazione della reta di un raggio nel passaggio attraverso strati aventi indici di rifrazioni diversi ($n_1 > n_2$).

quenza corrisponde a quella di risonanza della linea spettrale del gas costituente l'atmosfera. Perciò, detto assorbimento si fa sentire per le lunghezze d'onda inferiori a tre centimetri, per cui esso non interessa praticamente la propagazione nel campo delle onde televisive. Queste sono invece notevolmente influenzate dai fenomeni descritti qui di seguito, particolarmente dalla riflessione e dalla diffrazione.



Fig. 3 - Portata del trasmettitore oltre l'orizzonte ottico grazie alla rifrazione negli strati aventi indici di rifrazione diversi.

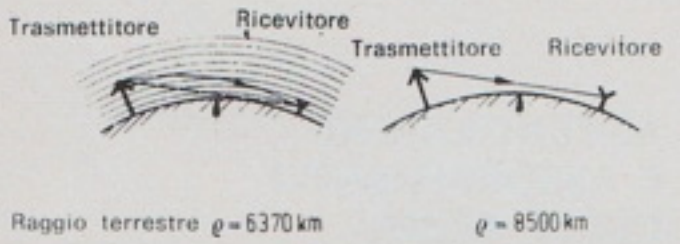


Fig. 4 - Percorso di un'onda col raggio terrestre reale di 6370 km (a sinistra) e con quello fittizio di 8500 km.

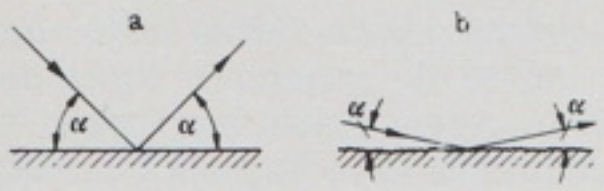


Fig. 5 - Riflessione di un raggio e.m.: a) con un angolo di incidenza elevato su di una superficie piatta, b) con un angolo di incidenza piccolo su una superficie con asperità

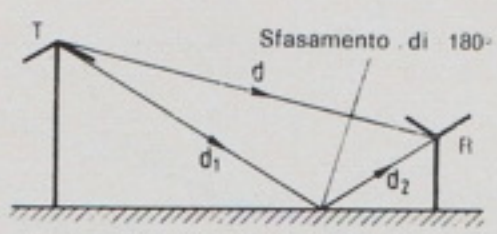


Fig 6 - Onda diretta e onda riflessa

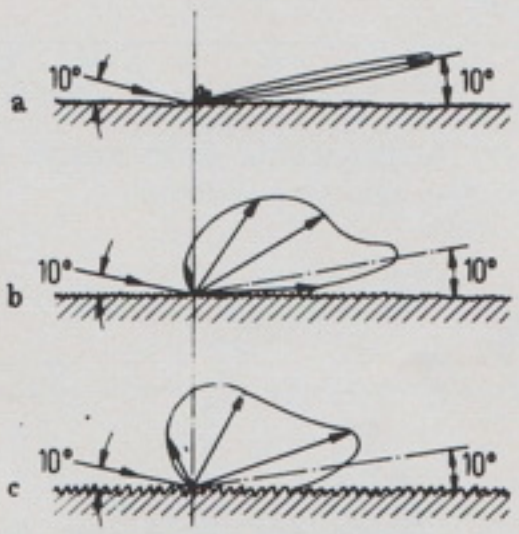


Fig. 7 - Dispersione di un raggio e.m. con incidenza di 10° e con una diversa asperità nel terreno.

RIFRAZIONE DELLE ONDE NELL'ATMOSFERA

Le onde VHF e UHF si propagano nella parte inferiore dell'atmosfera, ossia nella troposfera, che è uno strato che si estende per circa 10 km attorno alla crosta terrestre; la composizione della troposfera non è costante; in genere aumentando l'altezza, la pressione e l'umidità diminuiscono e perciò varia l' indice di rifrazione.

Per la rifrazione delle onde vale la classica legge dell'ottica, ossia, un raggio proveniente da uno strato - fig. 2 - avente un indice di rifrazione n_1 entrando in un altro avente un indice n_2 subisce una deviazione espressa dalla formula di Snelius, ossia:

$$\frac{\text{sen } \varphi_2}{\text{sen } \varphi_1} = \frac{n_1}{n_2}$$

in cui n_1 n_2 sono i due indici di rifrezione e φ_1 e φ_2 gli angoli rispettivamente di entrata e di uscita dallo strato.

Per $n_1 > n_2$ risulta $\varphi_2 > \varphi_1$ quando il raggio passa dallo strato con n_1 nello strato con n_2. Se il raggio proveniene dal mezzo con n_2 si ha $\varphi_2 < \varphi_1$.

In conseguenza di ciò le onde vengono rifratte su diversi strati di aria, per cui un raggio proveniente dal trasmettitore si incurva e va a cadere oltre l'orizzonte ottico (fig. 3). Ciò corrisponde ad un aumento della portata del trasmettitore. Per semplificare i calcoli si adotta «l'amosfera di riferimento CCIS» che per un certo indice di rifrazione comporta un raggio terrestre fittizio di 8500 km, maggiore cioé di quello effettivo che è 6370 km. Per questo nuovo raggio le onde si possono considerare rettilinee (fig. 4).

RIFLESSIONE DELLE ONDE

Su zone aventi superfici liscie le onde vengono riflesse secondo le leggi dell'ottica classica per la quale l'angolo di incidenza è uguale all'angolo di riflessione (fig. 5).

Ciò però è valido per il terreno liscio oppure per specchi di acqua in quiete.

E' frequente il caso di ricezione dell'onda diretta e riflessa contemporaneamente (fig. 6). Ciò può determinare un aumento o una diminuzione dell'intensità del campo all'antenna ricevente. In questo caso occorre tenere presente che nella riflessione interviene uno sfasamento del raggio riflesso di 180°, ossia di ½ λ. Se la differenza di cammino fra il raggio riflesso e quello diretto è un multiplo di una lunghezza d'onda (2 λ, 3 λ, ecc) l'intensità del campo al ricevitore risulta aumentata. Viceversa l'intensità del campo diminuisce quando la differenza del percorso corrisponde ad un numero dispari di ½ lunghezza d'onda (1 λ/2, 3 λ/2, 5 λ/2).

In genere il raggio riflesso non è desiderato perché questo fenomeno di addizione delle onde risulta particolarmente per la televisione e per la radio-stereo, incostante per effetto delle variazioni che intervengono nella propagazione.

DISPERSIONE DELLE ONDE

Normalmente la zona di propagazione non è mai perfettamente liscia; essa presenta sempre delle asperità in grado più o meno accentuato.

Per cui quando il raggio incidente si presenta con un piccolo angolo, ciò che avviene normalmente nelle zone marginali, oltre alla riflessione interviene la dispersione, ossia il raggio si propaga in più direzioni e non secondo la legge della riflessione. La dispersione si presenta come nella fig. 7 in cui si nota che aumentando l'asperità della superficie terrestre, la dispersione assume un andamento e ventaglio sempre più allargato.

La dispersione, e così pure la riflessione, dipendono però anche dalla lunghezza d'onda. Con superfici quasi lisce l'intensità dell'onda riflessa è pressoché proporzionale a λ^{-2}, mentre l'onda dispersa è proporzionale a λ^{-4}, ossia le frequenze più elevate vengono riflesse e disperse con maggior intensità rispetto a quelle più basse.

DIFFRAZIONE DELLE ONDE

Indipendentemente dalla rifrazione, dalla riflessione e dalla diffusione, le onde elettromagnetiche, se nel loro percorso incontrano un ostacolo, subiscono una curvatura - fig. 8. Per cui anche nella zona d'ombra esiste un certo campo la cui intensità dipende dall'angolo di piegatura α. In R l'intensità del campo è maggiore che in B e in B maggiore che in A. Il campo di diffrazione, ossia quello esistente nella zona d'ombra, risulta maggiore per le frequenze basse che per quelle alte e così pure esso è maggiore dietro spigoli acuti che arrontondati.

Una conseguenza della diffrazione è che risulta aumentata la portata sulla curvatura terrestre - figura 9 - a pari distanza d'intensità del campo al di là dell'orizzonte ottico a partire dall'antenna trasmittente è maggiore quando sul cammino si trova un ostacolo acuto, per esempio una cresta montuosa posta trasversalmente.

I fenomeni di diffrazione possono provocare dei disturbi di interferenza fra ripetitori, per esempio televisivi, aventi lo stesso canale; per tale ragione anche esso deve venir tenuto presente nella distribuzione di detti ripetitori, nelle varie zone.

LA POLARIZZAZIONE.

La polarizzazione esprime l'orientamento del campo elettrico nello spazio. In pratica i dipoli verticali producono una polarizzazione verticale, quelli orizzontali una polarizzazione orizzontale.

Il tipo di polarizzazione influisce pure sulla propagazione particolarmente in vicinanza del suolo. Sia la teoria che le misure dimostrano che la riflessione di un raggio polarizzato orizzontalmente, sulla superficie terrestre, risulta più intensa che con una polarizzazione verticale. Ciò vale particolarmente per un angolo di incidenza relativamente grande e perciò in prossimità del trasmettitore.

Dato che il raggio riflesso è dannoso per il pericolo delle elisioni di cui sopra, si potrebbe supporre che la polarizzazione verticale sia preferibile a quella orizzontale. Però gli edifici, gli alberi, i pali, ecc. essendo ostacoli con superfici perpendicolari, riflettono l'onda polarizzata verticalmente in maniera più intensa che quella polarizzata in un piano orizzontale. Ciò va tenuto presente nelle zone abitate.

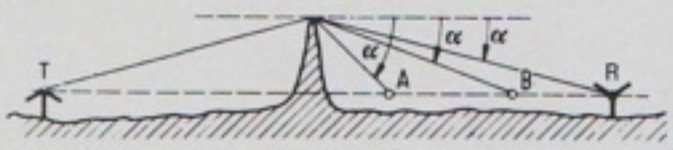


Fig. 8 - Diffrazione del raggio e.m. su un ostacolo acuto.

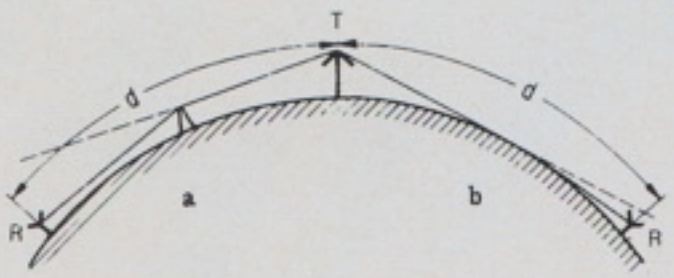


Fig. 9 - Propagazione con raggio diffratto con un ostacolo e su superfici libere.

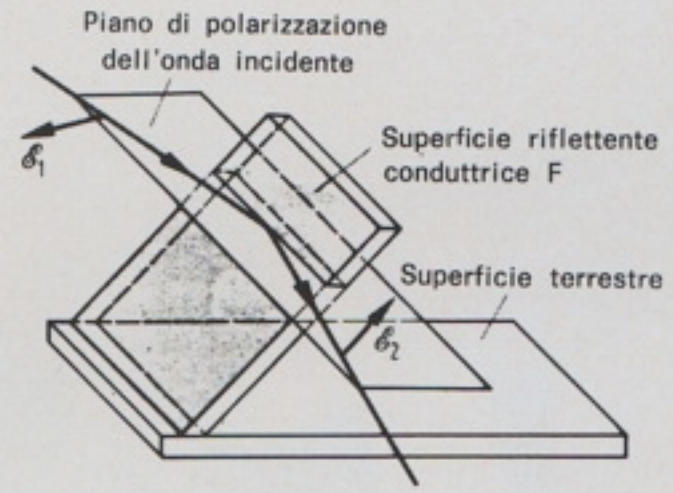


Fig. 10 - Variazione nella polarizzazione di un'onda polarizzata orizzontalmente rispetto al terreno per effetto di una riflessione su una superficie piatta conduttrice posta obliquamente rispetto al piano di polarizzazione.

Infine va notato che nella riflessione il piano di polarizzazione può subire una rotazione. Questo fenomeno si chiama depolarizzazione. E cioè se un'onda viene riflessa su una superficie conduttiva posta obliquamente rispetto al piano di polarizzazione, l'onda riflessa assume un altro piano di polarizzazione rispetto all'onda in arrivo. Come si vede in fig. 10, in un'onda polarizzata orizzontalmente (vettore del campo elettrico E_1) che investe una superficie riflettente, l'onda riflessa può venir polarizzata verticalmente (vettore del campo elettrico E_2).

VARIAZIONI DELL'INTENSITA' DEL CAMPO E CURVE DI PROPAGAZIONE

Nel territorio circostante ad un trasmettitore l'intensità del campo può variare notevolmente a causa della conformazione del terreno; particolarmente forte è l'attenuazione introdotta dalle foreste che per chilometro può arrivare a 50 dB per una frequenza di 160 MHz, aumentando con l'aumentare della frequenza.

Pure le condizioni atmosferiche della troposfera sono causa di variazioni dell'intensità del campo elettromagnetico. Per rilevare le curve di propagazione si misura l'intensità del campo per un lungo periodo di tempo contemporaneamente in diversi posti nei dintorni di un trasmettitore. Si ottengono così curve di propagazione come quella rappresentante in fig. 11 che si riferiscono ad una frequenza inferiore a 200 MHz. Tali curve valgono per una potenza trasmessa di 1 kW.

Per la potenza normale trasmessa di 6 W occorre togliere dal valore dell'attenuazione 23 dB per una data distanza.

Non sarà infine inutile aggiungere che per livello utile del segnale ai fini della ricezione, si deve tener conto anche del disturbo che accompagna il segnale. Oltre ai disturbi provenienti dagli impianti industriali, elettrodomestici e dai motori a scoppio è, particolarmente per certe ricezioni, da tener conto anche del fruscio cosmico.

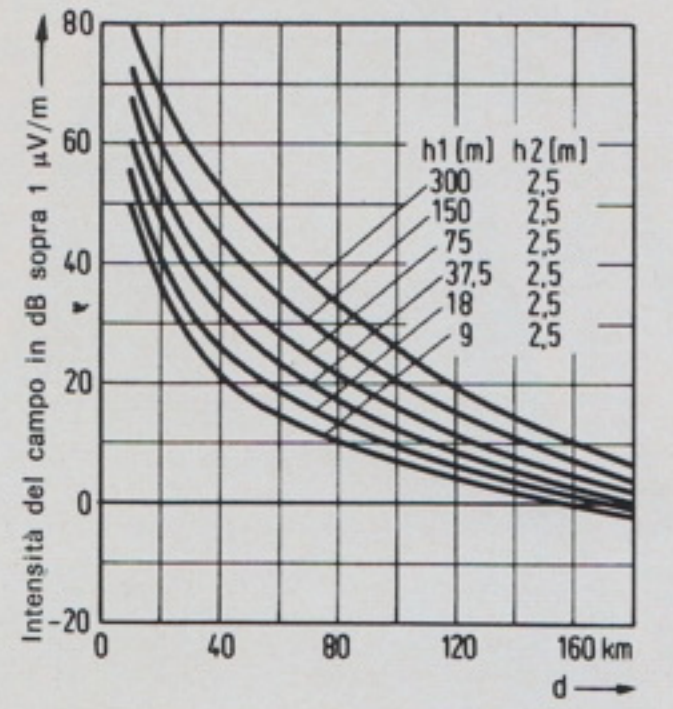
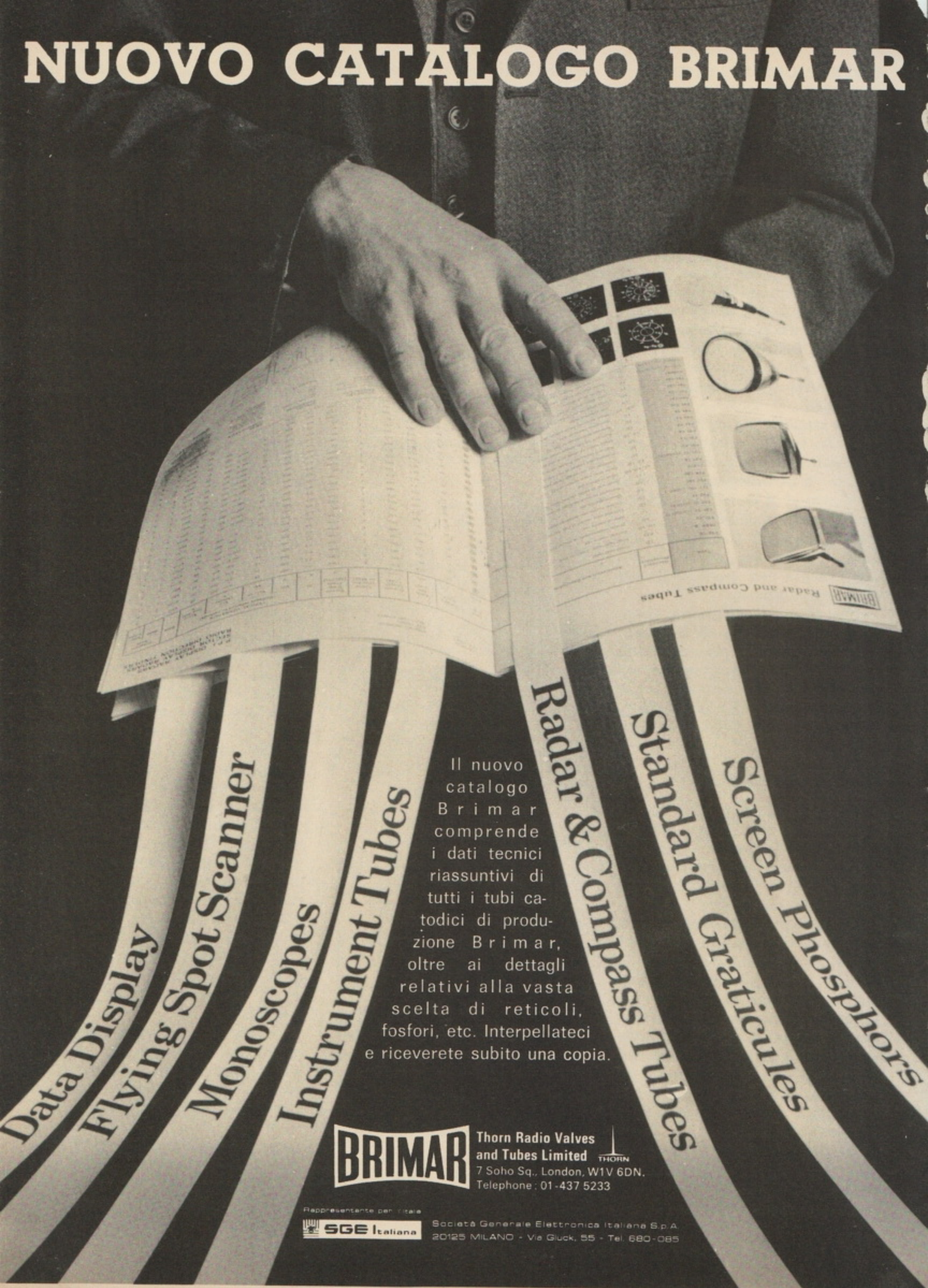


Fig. 11 - Curve di propagazione per frequenze inferiori a 200 MHz con probabilità di variazione del 50% per cause locali e 50% nel tempo. Potenza irradiata 1 kW; h 1 altezza dell'antenna trasmittente, n2 dell'antenna ricevente.

NUOVO CATALOGO BRIMAR



Il nuovo catalogo Brimar comprende i dati tecnici riassuntivi di tutti i tubi catodici di produzione Brimar, oltre ai dettagli relativi alla vasta scelta di reticoli, fosfori, etc. Interpellateci e riceverete subito una copia.

BRIMAR

Thorn Radio Valves and Tubes Limited

THORN

7 Soho Sq., London, W1V 6DN.
Telephone : 01-437 5233

Rappresentante per l'Italia

SGE Italiana

Società Generale Elettronica Italiana S.p.A.
20125 MILANO - Via Gluck, 55 - Tel. 680-085

OROLOGIO DIGITALE A CIRCUITI INTEGRATI

Sappiamo tutti che i vantaggi offerti dai circuiti integrati vengono sfruttati in tutti i campi industriali e scientifici, apportando soluzioni sempre più nuove ai vecchi problemi relativi ai costi, agli ingombri, al peso, alla sicurezza di funzionamento, ed alla semplicità costruttiva e di manutenzione. Mantenendoci fedeli al nostro programma di aggiornamento, riteniamo, perciò interessante la nota che segue, recentemente pubblicata da Wireless World, che descrive dettagliatamente una moderna realizzazione ottenuta con l'impiego di elementi «T.T.L.» appartenenti alla categoria «Medium Scale Integration».

Con l'impiego dei circuiti integrati del tipo M.S.I. (Integrazione a Media Scala) è possibile realizzare un orologio digitale, vale a dire ad indicazione numerica diretta, costituito da un numero relativamente esiguo di componenti, il cui funzionamento sfrutta come sorgente di temporizzazione la tensione alternata di rete, alla frequenza di 50 Hz.

Al momento della messa in funzione dell'orologio, oppure dopo un periodo di mancato funzionamento per qualsiasi motivo, come ad esempio a causa della eventuale temporanea mancanza della tensione di alimentazione, l'indicazione esatta del tempo può essere ripristinata applicando all'ingresso della catena del contatore un determinato numero di impulsi, aventi una frequenza di successione più rapida di uno al minuto. A tale scopo sono infatti previsti appositi pulsanti di regolazione.

La **figura 1** è uno schema a blocchi che illustra la struttura teorica dell'intero dispositivo.

Mediante un sistema elettronico di soppressione delle creste dei cicli sinusoidali di uscita presenti ai capi di un secondario del trasformatore di alimentazione, (soppressione ottenuta con l'impiego di un diodo zener) vengono prodotti degli impulsi ad onde quadre aventi un'ampiezza di 5 V da picco a picco. Questi impulsi vengono successivamente divisi per 3.000, allo scopo di ottenere un segnale avente la frequenza di un impulso al minuto, che viene poi «contata» ad opera di un contatore a decade, seguito da un altro contatore del tipo «modulo-6».

Questi due contatori pilotano i tubi ad indicazione numerica tramite appositi decodificatori, in modo da determinare la rappresentazione diretta della successione dei minuti.

A partire dal contatore «modulo-6», l'uscita ad un impulso all'ora viene successivamente applicata ad un altro contatore a decade, seguito da un unico «flip-flop» J-K, per pilotare i decodificatori per le ore e per consentire quindi la rappresentazione numerica diretta.

Con questa sistemazione, viene conferita all'orologio la possibilità

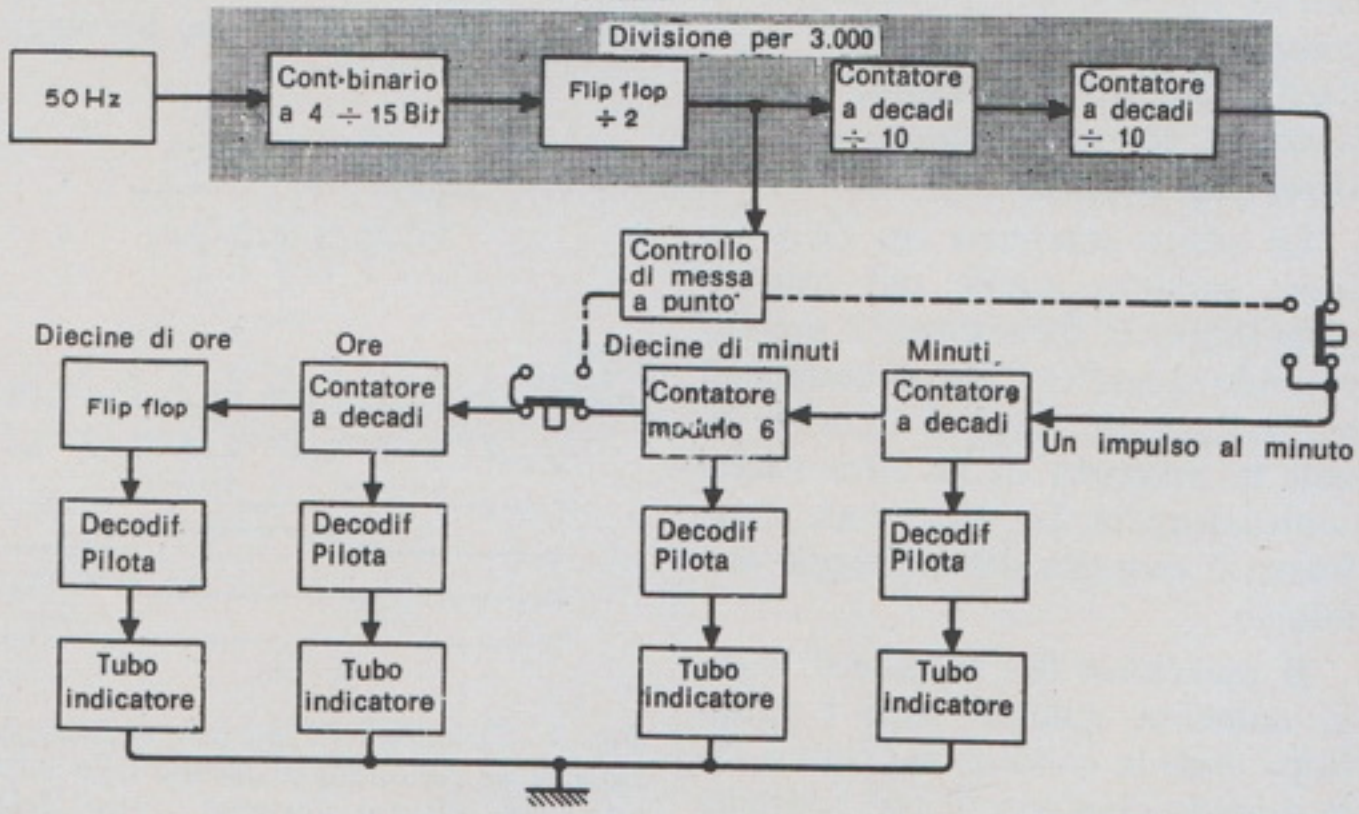


Fig. 1 - Schema a blocchi delle sezioni che costituiscono l'orologio elettronico.

di indicare le ore a dozzine, ed inoltre il dispositivo inizia un nuovo ciclo in corrispondenza dell'indicazione di 01,00 quando l'ora indicata corrisponde a 12,59 più 1 minuto.

Il sistema «gating» che ristabilisce l'indicazione oraria non è qui illustrato, sebbene lo schema a blocchi di figura 1 renda evidente il modo col quale l'orario esatto possa essere ripristinato in qualsiasi istante, impiegando un segnale avente la frequenza di circa 1 Hz, che può essere applicato a seconda delle esigenze al sistema di conteggio dei minuti, o a quello delle ore.

GLI ELEMENTI LOGICI

A questo punto, si rende indispensabile una descrizione delle funzioni svolte dai circuiti integrati impiegati per la realizzazione del dispositivo. Tra questi, uno dei più interessanti è un contatore identificato dalla sigla 9316 (il tipo 74161 è un equivalente diretto). Questo contatore può funzionare in modo da dividere il segnale applicato per qualsiasi numero compreso tra 2 e 16. Sotto questo aspetto, la **figura 2** è un disegno che illustra in (a) i diversi ingressi e le diverse uscite che esso presenta.

Ignorando per il momento gli ingressi contrassegnati P, se gli ingressi contrassegnati C_{EP} e C_{ET} vengono tenuti ad un potenziale elevato (pari a +5 V), e se gli impulsi dell'orologio vengono applicati all'ingresso C_P, il dispositivo si comporta come un contatore standard a quattro «flip-flop», per cui funziona con un rapporto di divisione pari a sedici.

Le uscite comprese tra Q_0 e Q_3 sono appunto quelle dei quattro «flip-flop», e forniscono i segnali secondo il codice binario standard, già certamente noto al Lettore. Si noti la presenza di un'altra uscita contrassegnata T_C, alla quale è affidato il compito del conteggio terminale.

Il potenziale del segnale di uscita aumenta quando tutti i «flip-flop» sono in conduzione, vale a dire quando ciascuno di essi contiene un «1», corrispondente al massimo

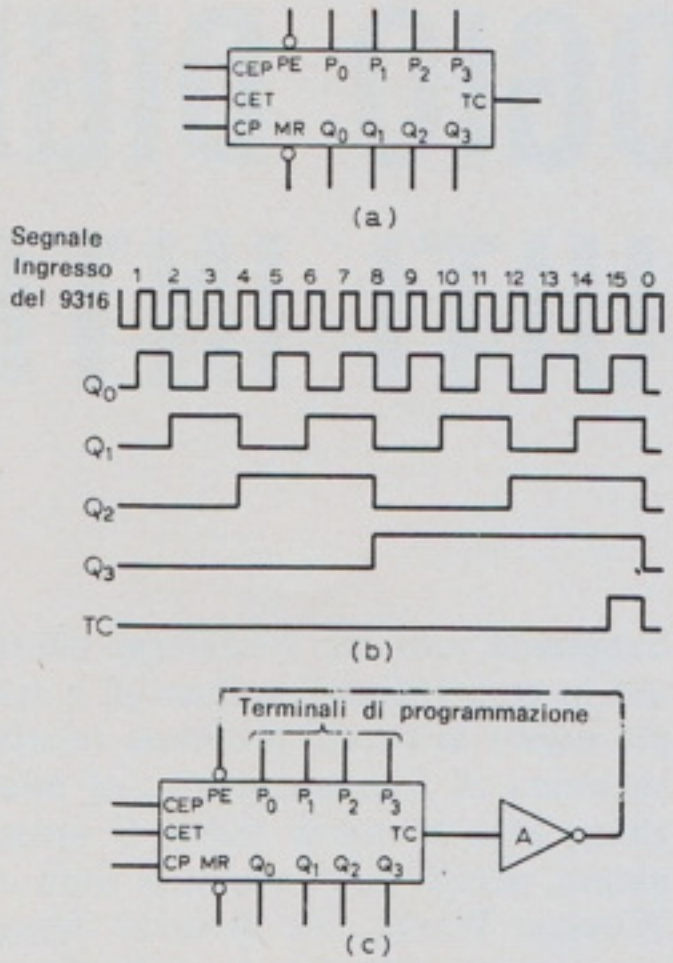


Fig. 2 - Dettagli del contatore tipo 9316. (a) rappresenta gli ingressi e le uscite; (b) rappresenta le forme d'onda dei segnali di uscita, e (c) rappresenta il sistema di divisione con un divisore compreso tra due e sedici.

conteggio del dispositivo che ammonta a 15. La sezione (b) della stessa figura illustra le forme di onda dei segnali che si presentano in corrispondenza delle diverse uscite citate.

E veniamo ora alla sezione del dispositivo che permette di modificare questa sequenza di conteggio. Gli ingressi P_E e quelli compresi tra P_0 e P_3 permettono di prestabilire in modo sincrono il contatore, su qualsiasi numero desiderato (nel gergo riferito ai circuiti di conteggio, il termine «reset» significa che tutti i «flip-flop» vengono predisposti in posizione «0»; «set» significa che tutti i «flip-flop» vengono predisposti su «1», mentre «preset» significa che il contatore viene predisposto su di un numero intermedio compreso nella gamma di funzionamento del contatore, ma al di fuori della sua normale sequenza di conteggio).

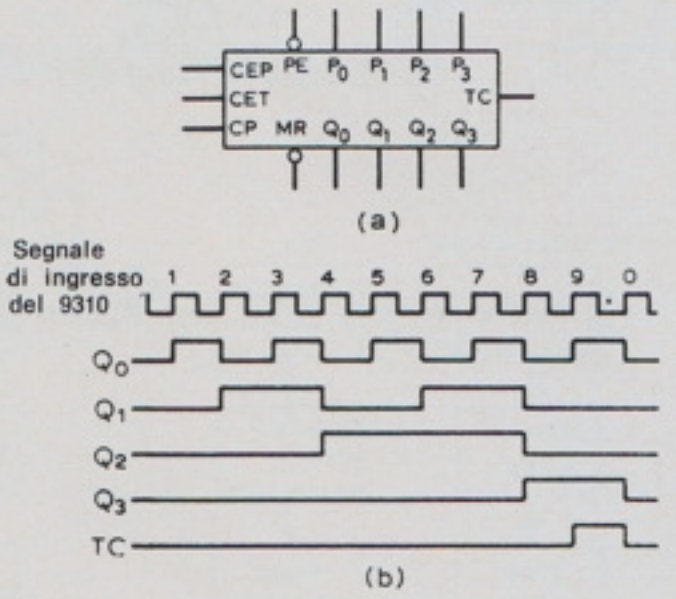


Fig. 3 - Terminali di ingresso e di uscita relativi al contatore a decade tipo 9310 (a); (b) illustra l'aspetto tipico della forma d'onda dei segnali di uscita.

Quando l'ingresso P_E («Parallel Enable») presenta il potenziale elevato (pari a + 5 V), è possibile applicare un numero agli ingressi compresi tra P_0 e P_3, senza esercitare alcuna influenza diretta sul funzionamento del contatore. Una volta che il numero sia stato impostato, se P_E viene tenuto ad un potenziale basso, e se un impulso di temporizzazione viene applicato al punto C_P, per cui P_E viene mantenuto ancora al potenziale alto, il contatore avrà immagazzinato il numero che era stato applicato agli ingressi in parallelo.

Tenendo presente la sequenza delle operazioni, osserviamo ora ciò che viene illustrato alla sezione (c) della figura 2, che illustra in quale modo il contatore viene collegato, per dividere per qualsiasi numero compreso tra due e sedici; si tratta in pratica di un contatore universale.

Al conteggio terminale, corrispondente al numero binario 1111 o al numero decimale 15, l'uscita T_C assume il potenziale alto, e la uscita dell'invertitore esterno farà sì che l'ingresso P_E («Parallel Enable») assuma il potenziale basso. L'impulso di temporizzazione successivo applicherà il segnale di informazione agli ingressi compresi tra P_0 e P_3, che verranno quindi introdotti nel contatore; quest'ultimo non si troverà quindi più in corrispondenza del conteggio terminale, per cui P_E assumerà nuovamente il potenziale elevato, a causa dell'azione dell'invertitore e dell'uscita T_C.

In altre parole, nell'istante in cui viene raggiunto il numero binario 1111, il contatore — anziché subire la riciclizzazione a 0000 nei confronti dell'impulso successivo, viene costretto ad assumere una condizione intermedia tra 0000 e 1111, determinata dai segnali applicati ai terminali compresi tra P_0 e P_3, per

cui la sequenza di conteggio si abbrevia.

Il numero può essere impostato sui terminali di ingresso compresi tra P_0 e P_3, collegando questi ingressi sia al potenziale di + 5 V (1) tramite una resistenza, sia direttamente a massa (0). In ogni modo, l'ingresso M_R assume il ruolo di «reset» principale, per riportare tutti i «flip-flop» a «0».

L'altro contatore usato nell'orologio è del tipo 9310 (il tipo equivalente è contraddistinto dal numero 74160). Questo contatore è simile al tipo 9316, ad eccezione del fatto che il fattore di divisione è pari a dieci, e che l'uscita T_C assume il potenziale elevato in occasione del conteggio corrispondente al numero decimale nove.

La **figura 3** illustra alcuni dettagli del tipo 9310. Naturalmente, l' orologio fa uso anche di altri circuiti integrati, ma si tratta di tipi convenzionali, sui quali ci intratterremo mano a mano che se ne presenterà l'occasione.

IL CIRCUITO

La **figura 4** rappresenta il circuito elettrico completo dell'orologio. La tensione alternata ad andamento sinusoidale ed avente la frequenza di rete di 50 Hz, fornita dal trasformatore T_1 viene limitata in ampiezza con la conseguente soppressione delle estremità di ciascuna sinusoide ad opera del diodo zener D6, e viene successivamente applicata all'ingresso di un contatore del tipo 9316. Così come abbiamo già visto in precedenza, questo contatore viene fatto funzionare in modo da dividere per 15.

Uno dei «gate» proveniente da un circuito integrato che contiene quattro «gate» a due ingressi (7400) viene usato come invertitore. Gli ingressi in parallelo fanno sì che il contatore possa effettuare la riciclizzazione da 1111 a 0001 (anziché 0000) sottraendo 1 dal conteggio globale, ottenendo così il valore 15 anziché 16.

Lo stadio successivo della sezione che divide per 3.000 è una sezione di un doppio «flip-flop» del tipo J-K (7473), che divide per due per ottenere la divisione totale di $15 \times 2 = 30$.

Due contatori a decadi completano la divisione degli impulsi a 50 Hz ad un impulso al minuto. Quando il contatore della prima decade raggiunge il suo conteggio terminale di nove (1001), l'uscita T_C determina l'impulso di temporizzazione successivo, oltre a riportare il primo contatore a decade a 0000, per far sì che il secondo contatore a decade avanzi di una unità. Ciò accade in quanto l'ingresso C_{PE} era stato tenuto al potenziale elevato ad opera dell'uscita T_C del primo contatore.

La divisione totale corrisponde quindi a:

$$15 \times 2 \times 10 \times 10 = 3.000$$

Gli impulsi risultanti, al ritmo di uno al minuto, vengono contati da parte del contatore a decade A. I segnali forniti da questo contatore vengono decodificati da un decodi-

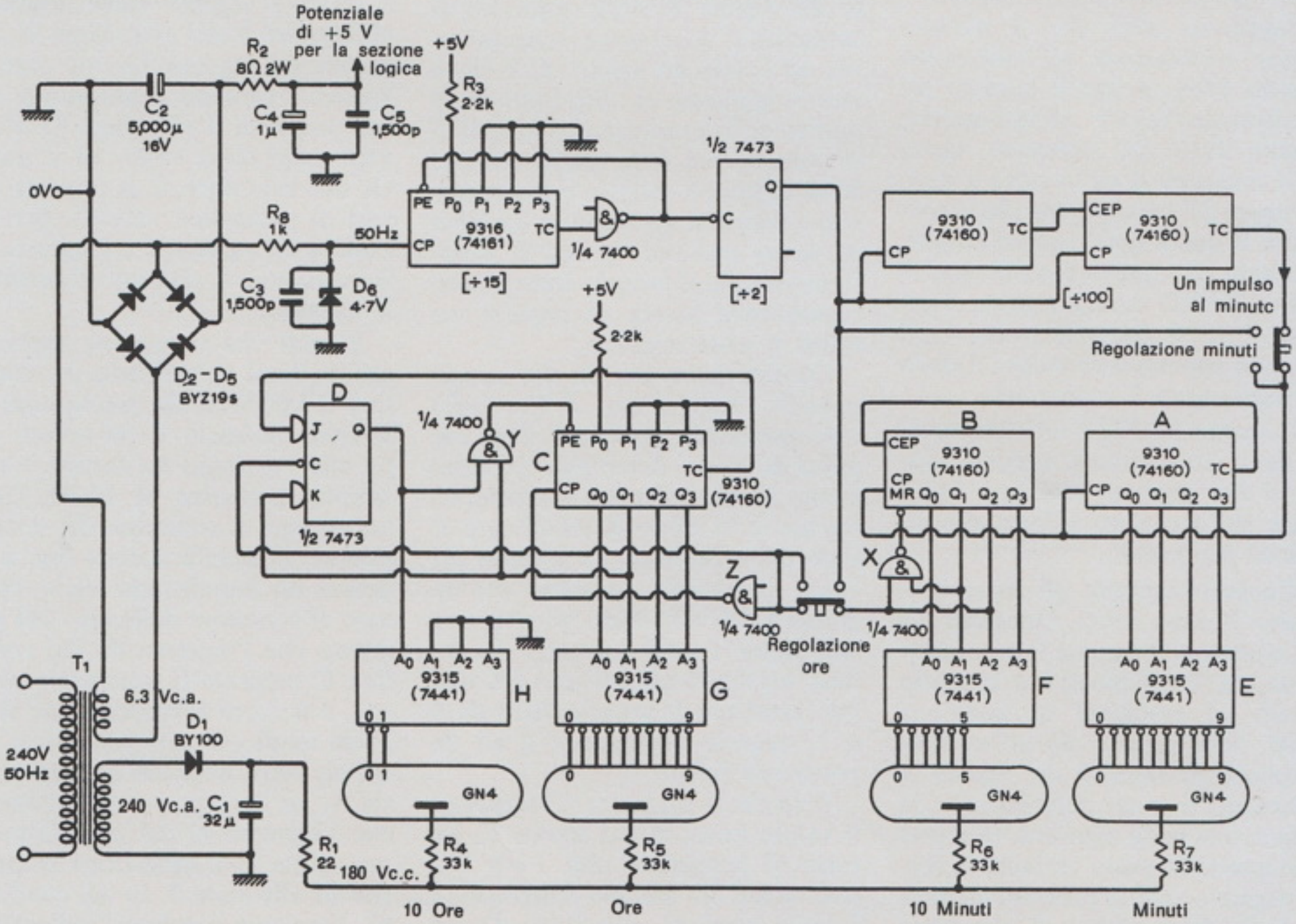


Fig. 4 - Circuito elettrico completo dell'orologio elettronico. I circuiti integrati possono essere acquistati presso la Marconi Elliott Microelettronics Ltd., Freebournes Rd, Witham, Essex. I tubi indicatori sono invece disponibili presso la Electroniques Edimburgh Way, Harlow, Essex.

ficatore pilota del tipo 9315 (oppure 7441), che converte l'uscita binaria del contatore in uscita decimale, e che pilota direttamente un indicatore numerico. Il tubo è del tipo a gas, in grado di riprodurre le cifre comprese tra 0 e 9.

Quando il contatore A raggiunge il suo conteggio terminale, il contatore B può avanzare di una unità in corrispondenza dell'impulso di temporizzazione successivo. Il contatore B è un altro elemento del tipo a decade, e la sua uscita viene del pari decodificata da un altro elemento 9315, allo scopo di fornire la rappresentazione numerica delle decine di minuti.

Quando il contatore B raggiunge il valore cinque, riceve il suo impulso successivo non appena il contatore A va da nove a zero. Quando ciò accade, il contatore B deve anch'esso ritornare a zero, in quanto il funzionamento verrebbe compromesso se si permettesse ad un «sei» di presentarsi nella rappresentazione numerica delle decine di minuti.

Sappiamo però che il numero cinque corrisponde all'indicazione binaria 0101, e che il numero sei corrisponde invece all'indicazione binaria 0110. Ciò premesso, quando il contatore A va da nove a zero, partendo dal presupposto che il contatore B mantenga il valore cinque, entrambi gli ingressi facenti capo al «gate» NAND contrassegnato X assumeranno il potenziale alto (+5 V), non appena il contatore B tenta di raggiungere il valore sei.

Il «gate» NAND è un'altra sezione dei quattro circuiti integrati «gate» a due ingressi (del tipo 7400, usato nel contatore adibito alla divisione per 3.000).

Quando entrambi gli ingressi al «gate» X sono «alti», l'ingresso M_R del contatore B assume il potenziale basso, ed il contatore B è costretto perciò ad assumere la posizione 0000. Non appena ciò si verifica, entrambi gli ingressi del «gate» X assumono il potenziale basso. Ciò accade una volta ogni ora, ed è proprio questo impulso variante in senso negativo, che si presenta all'uscita di Q_2 del contatore B, che viene applicato alla sezione di conteggio delle ore.

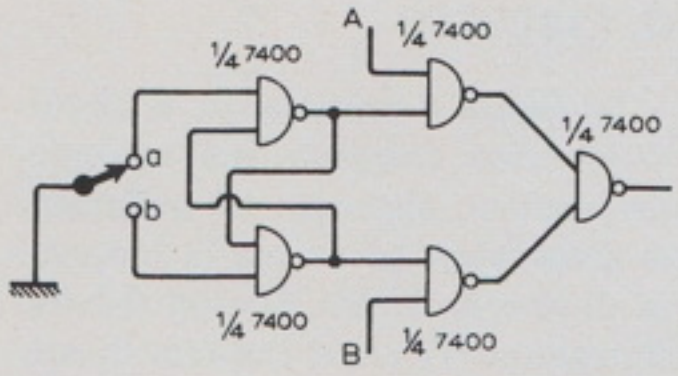


Fig. 5 - Schema elettrico del circuito «anti-bounce». Due di questi circuiti sono necessari per sostituire i pulsanti visibili nel circuito di figura 4.

Questa sezione è un po' più complessa, a causa della necessità di riciclizzare l'orologio da 12,59 a 01,00.

Il contatore delle ore è un altro contatore a decade del tipo 9310 (C), ed il contatore delle decine di ore è un «flip-flop» del tipo J-K (D). Questo «flip-flop» è contenuto nello stesso involucro (7473), come quello usato nel contatore che divide per 3.000.

L'impulso avente il ritmo di una unità all'ora proveniente dall'ingresso del «gate» X viene applicato al contatore C dopo essere stato invertito ad opera del «gate» Z, e viene inoltre applicato al «flip-flop» D. Il motivo della presenza dell'invertitore consiste nel fatto che il circuito 9310 cambia il proprio stato in corrispondenza di un impulso variante in senso positivo, e che il «flip-flop» cambia il proprio stato in corrispondenza invece di impulsi varianti in senso negativo.

Consideriamo ora ciò che accade quando l'indicazione dell'orologio corrisponde alle ore 01,00. Ogni impulso di un'ora determina l'avanzamento di una unità del contatore C, ma non è in grado di modificare lo stato del «flip-flop» D, a causa del basso potenziale presente sull'ingresso J del «flip-flop» proveniente dall'uscita T_C del contatore C. Infatti, un flip-fllop» del tipo J-K non può cambiare il proprio stato da 0 a 1, quando l'ingresso J è ad un potenziale basso.

Quando il contatore C raggiunge il valore nove, la sua uscita T_C assume il potenziale alto (+5 V), così come lo assume l'ingresso J facente capo al «flip-flop» D. In tali condizioni, l'orologio fornisce l'indicazione 09,00.

Dopo altri 59 minuti, l'orologio mantiene l'indicazione 09,59, e lo impulso del minuto successivo farà ritornare i contatori A e B a 00, e provvederà a generare un impulso per portare all'indicazione 10 il contatore delle ore. L'ingresso J del «flip-flop» era elevato, si rammenti, ed il contatore C viene perciò riciclizzato da nove a zero, come deve normalmente accadere.

Gli altri due impulsi al ritmo di uno all'ora provocheranno l'avanzamento del contatore orario C a 2, fornendo quindi l'indicazione di 12,00. Sebbene questi due impulsi vengano applicati al «flip-flop» D, essi non esercitano alcuna influenza sul suo stato, in quanto una volta che il «flip-flop» J-K si trova nello stato 1, l'ingresso K deve essere «alto» prima che un impulso di temporizzazione possa ripristinare le condizioni primitive.

A questo punto, il contatore C mantiene la cifra decimale 2, corrispondente all'espressione binaria 0010. Q_1 si trova in posizione 1, ed il relativo segnale viene applicato all'ingresso K del «flip-flop» D. Entrambi gli ingressi facenti capo al «gate» Y saranno al potenziale «alto» (e quindi il «flip-flop» D si troverà nello stato «set», ed il punto Q_1 del contatore C si troverà del pari al potenziale «alto»), per cui l'uscita del «gate» Y e l'ingresso P_E del contatore C saranno al potenziale «basso».

Si noti che il numero applicato agli ingressi in parallelo del contatore C è 0001, il che corrisponde alla cifra decimale 1, 59 minuti dopo che l'orologio ha fornito l'indicazione numerica di 12,59. Dopo un minuto, il contatore dei minuti, durante la riciclizzazione fino a 00 genera un impulso che viene destinato al contatore delle ore. Dal momento che l'ingresso P_E del contatore C presenta il potenziale «basso», il numero corrispondente al segnale applicato agli ingressi in parallelo verrà letto dal contatore, ossia 1, ed inoltre — dal momento che l'ingresso K del «flip-flop» D era «alto» — il «flip-flop» D stesso ritorna allo stato 0. In tali condizioni, l'orologio fornisce l'indicazione numerica di 01,00. La sequenza degli eventi descritti continua per tut-

to il tempo durante il quale l'orologio viene mantenuto in funzione.

I due pulsanti hanno il compito di consentire la regolazione dell'orologio sull'ora esatta, ogni volta che esso viene messo in funzione, oppure a seguito di un periodo di mancato funzionamento dovuto all'assenza della tensione di rete. La messa a punto viene effettuata applicando — come già abbiamo detto — un certo numero di impulsi ad una frequenza maggiore di quella normale alle sezioni di conteggio del circuito.

Se si fa uso della struttura circuitale illustrata alla citata figura 4, è possibile riscontrare alcuni inconvenienti dovuti ai contatti elettrici. Per eliminare tale eventualità, si è fatto uso nel prototipo del circuito illustrato alla **figura 5**. Come si può osservare facilmente, sono necessari due circuiti assolutamente identici tra loro, di cui uno per i minuti ed uno per le ore. Data la completa analogia tra i due suddetti circuiti, è sufficiente descrivere il funzionamento di uno solo di essi.

Due dispositivi «gate» sono accoppiati in croce, in modo da costituire un semplice «flip-flop», il cui stato viene controllato ad opera di un commutatore di inversione monopolare. Quando il commutatore è nella posizione (a), l'ingresso A risulta in contatto diretto con l'uscita, e — quando invece il commutatore si trova nella posizione (b) — in contatto con l'uscita viene a trovarsi l'ingresso B.

CRITERI REALIZZATIVI

La disposizione dei vari componenti che costituiscono questo dispositivo non è affatto critica, sebbene sia opportuno tenere i collegamenti il più possibile corti. Occorre infatti tener presente che i circuiti integrati del tipo «T.T.L.» effettuano l'azione di commutazione in pochi nanosecondi, per cui essi funzionano su frequenze relativamente elevate; le connessioni di una certa lunghezza possono perciò presentare un'induttanza apprezzabile e dannosa nei confronti dei segnali in gioco.

Oltre a ciò, occorre adottare particolari provvedimenti allo scopo di

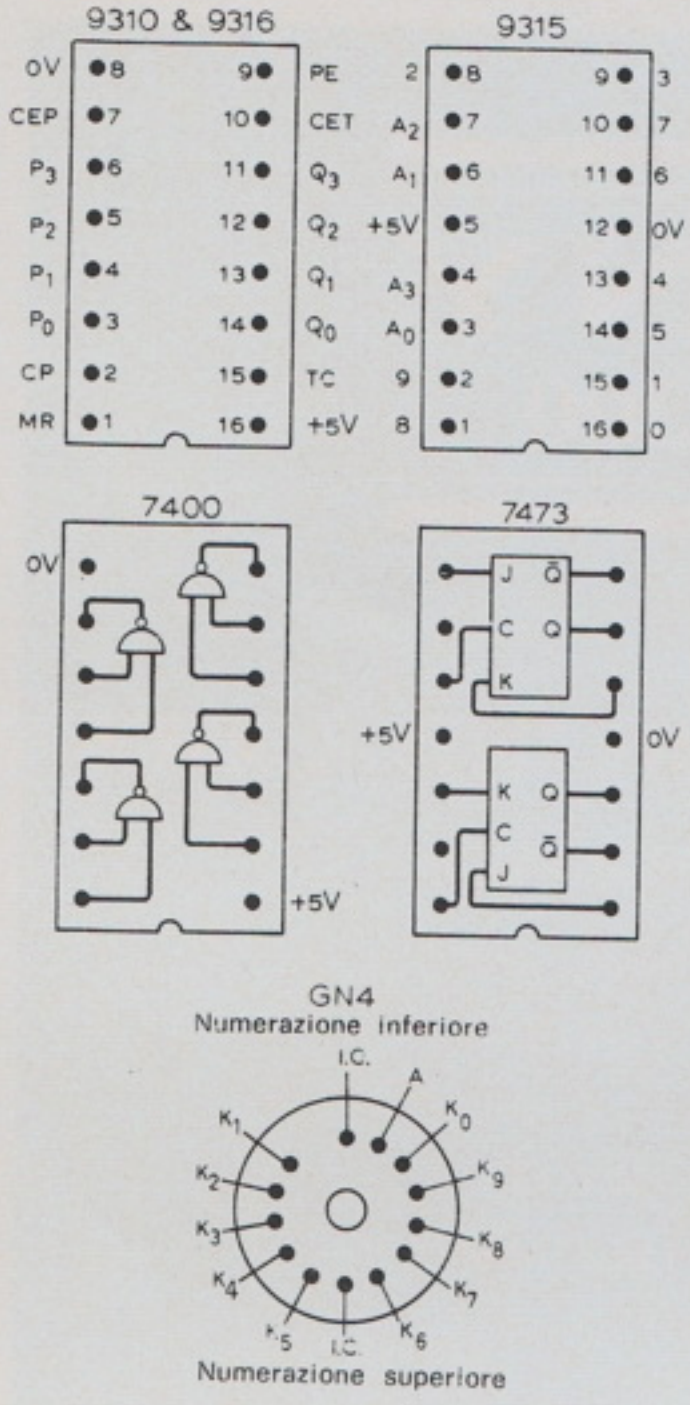


Fig. 6 - Dettagli dei collegamenti dei circuiti integrati e dei tubi indicatori usati per la realizzazione dell'orologio elettronico. Tutti i piedini si intendono visti dal di sotto dell'involucro.

rendere minime le capacità parassite che possono determinare accoppiamenti indesiderati tra le varie connessioni. Se il costruttore di questo dispositivo è in possesso della necessaria esperienza agli effetti della realizzazione di circuiti funzionanti in condizioni che possano dare adito a fenomeni di instabilità, è assai difficile che vengano riscontrati inconvenienti.

A causa della natura intrinseca degli stadi di uscita dei circuiti integrati del tipo «T.T.L.», essi possono provocare l'introduzione di impulsi di sovratensione nella linea di alimentazione. Anche questo inconveniente può però essere eliminato collegando dei condensatori ceramici aventi la capacità di 0,01 μF tra i terminali aventi un potenziale di +5 V e quelli aventi invece un potenziale di 0 V, nei vari punti della basetta che supporta i circuiti, soprattutto in prossimità dei terminali ai quali viene applicata la tensione di alimentazione che fa capo ai circuiti integrati.

Uno di questi condensatori ogni tre o quattro complessi dovrebbe in genere essere più che sufficiente.

La **figura 6** illustra i dettagli dei collegamenti di tutti i tipi di circuiti integrati usati in questa particolare applicazione.

I MIGLIORAMENTI POSSIBILI

Se si desidera che gli stadi della divisione iniziale forniscano un'uscita costituita da un impulso al secondo, è possibile aggiungere un sistema anche per l'indicazione diretta dei secondi. Questo sistema potrebbe consistere semplicemente in un altro blocco costituito dalle unità A, B, E, F, X e Z. Tale blocco dovrebbe naturalmente fornire una uscita di un impulso al minuto, che dovrebbe essere applicata ai contatori dei minuti.

Se si usa un oscillatore con controllo a cristallo in sostituzione della tensione di rete a 50 Hz, è naturalmente possibile ottenere una precisione maggiore, in quanto la frequenza della tensione alternata di rete è notoriamente soggetta a variazioni dovute a causa di diversa natura.

Sotto questo aspetto, è opportuno considerare che, se si desidera realizzare un orologio di precisione, è possibile usare un oscillatore funzionante sulla frequenza di 1 MHz, nel qual caso occorre aggiungere poche decadi in più rispetto alla divisione iniziale. Questa modifica è desiderabile se si vuole ottenere la disponibilità di segnali di temporizzazione assai precisi.

In tal caso — ovviamente — dal momento che la risoluzione dell'orologio aumenta, è del pari necessario aumentare la frequenza e la stabilità della sorgente di temporizzazione.

Un orologio continentale, funzionante da 0 a 24 ore, potrebbe essere abbastanza semplice da tradurre in pratica. A tale riguardo, sarebbe necessario impiegare un altro «flip-flop» da installare successivamente al «flip-flop» D, in modo che la rappresentazione delle decine di ore

SONY®
TR-1300

IL PIACERE DI ASCOLTARE TUTTO IL MONDO

GAMME DI FREQUENZA:

OM	530	÷	1.605	kHz
OC1	1,6	÷	3,5	MHz
OC2	3,5	÷	7	MHz
OC3	7	÷	14,1	MHz
OC4	14	÷	26,1	MHz



ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

potrebbe raggiungere un valore di conteggio pari a due. Il sistema «gating» potrebbe quindi essere semplicemente disposto in modo da ripristinare le condizioni di funzionamento del contatore di ore quando il numero di ore conteggiato è pari a 23 con l'aggiunta di un'ora.

Sebbene si tratti di una realizzazione sperimentale, è fuori discussione che il risultato può essere considerato professionale sotto ogni aspetto, nel senso che un orologio elettronico di questo tipo, a patto che venga alimentato da un generatore con controllo a quarzo anziché mediante la tensione alternata di rete (alimentando lo stesso generatore mediante batterie, e ciò per ovvi motivi), potrebbe essere considerato a ragion veduta come un vero e proprio orologio campione.

LA MISURA ELETTRONICA DEL TEMPO

Nei numeri 11 e 12 (Novembre e Dicembre 1971) di questa stessa Rivista, abbiamo pubblicato in due diverse puntate un articolo dedicato alla misura elettronica del tempo. In questa breve serie sono stati confrontati i metodi convenzionali di natura meccanica, suscettibili quindi di subire influenze di varia natura a causa di variazioni di pressione atmosferica, umidità, temperatura, ecc., con quelli moderni traducibili in pratica mediante dispositivi a controllo elettronico.

Nella presente nota — che integra dunque quella di precedente pubblicazione— viene presa in considerazione la sola tecnica digitale, basata esclusivamente sull'impiego di circuiti integrati di tipo particolare. E' da notare che l'orologio descritto può funzionare con alimentazione da rete, nel qual caso la precisione è subordinata alla costanza della frequenza della corrente alternata, ed all'esattezza del suo valore, oppure da un apposito generatore con controllo a quarzo.

Va perciò da sè che — in quest'ultimo caso — la precisione raggiungibile è tale da rendere lo orologio assolutamente indipendente da influenze esterne, a tutto vantaggio della precisione che potrebbe essere adottata come riferimento internazionale.

INTERRUTTORI A PERDITA NULLA COMANDATI DA TRIAC

a cura di A. RECLA

E' un problema che risale a molti anni quello di poter controllare a volontà il grado di prestazione di un circuito utilizzatore, collegato alla rete di distribuzione elettrica. Ad esempio risulta spesso interessante, in pratica, poter variare la temperatura di una stufa, di un fornello o la luminosità di una lampadina o di un impianto di lampadine.

In tempi non lontani, si ricorreva all'ormai classico reostato che però, come tutti sanno, presenta l'inconveniente di riscaldarsi, ossia di assorbire e trasformare in calore l'equivalente di energia che si è ridotta nell'apparecchio utilizzatore. Ciò, oltre a determinare una perdita ingiustificata, può anche risultare fastidioso.

Con le correnti alternate, si ricorre al trasformatore che, con varie prese sul secondario, permette una variazione, se pure a scatti. Più modernamente è stato costruito il variac che è ancora un trasformatore, ma con le prese effettuate sulle singole spire, mediante un collettore a spazzola rotante; dato il maggior numero di prese, la variazione della tensione è più continua. Oltre ad esserci ancora perdite notevoli (come è noto il rendimento di un trasformatore, specialmente se piccolo, si aggira intorno all' 80%) sia il trasformatore che il variac risultano pesanti ed ingombranti (per un circuito utilizzatore che assorbe ad es. 1 kW, il variac pesa approssimativamente 20 kg e costa non meno di 20.000 lire).

Risultano perciò sempre interessanti le prove che si stanno effettuando da parte delle case costruttrici di diodi al silicio per poter arrivare ad un «interruttore a perdita nulla» che permetta di «dosare» la quantità di corrente che entra nel circuito utilizzatore senza che intervengano delle perdite.

Una di queste case che si interessa all'argomento è la Siemens, nel cui laboratorio furono elaborati gli schemi che ora presentiamo.

Il triac fa parte dei diodi al silicio rettificatori di potenza. Esso è doppio, ossia è costituito da due elementi disposti in opposizione, ed è provvisto di un elettrodo di comando che rende i diodi conduttivi. Perciò attraverso ai diodi possono passare ambedue le semionde di una corrente alternata e, data la bassissima resistenza dei diodi. è possibile mettere in serie l'apparecchio utilizzatore che si vuole controllare. Si ottengono così interruttori a perdita nulla. Essi raggiungono parecchi vantaggi: oltre a quello di non dissipare energia, salvo una frazione minima, quello di rendere facile la regolazione che può venire effettuata mediante un semplice potenziometro del tipo normale usato in radio. Inoltre quello di poter realizzare il dispositivo con componenti di basso costo con piccolo ingombro e peso.

Nel circuito dell'interruttore con perdita nulla, il triac viene controllato tramite una serie di impulsi che vengono ottenuti nella maniera che ora spieghiamo (fig. 1).

Il diodo Zener D2 è collegato alla tensione di rete attraverso una resistenza di 10 kΩ. Sul diodo Zener si forma perciò una tensione rettangolare di 12 V, i cui fianchi coinci-

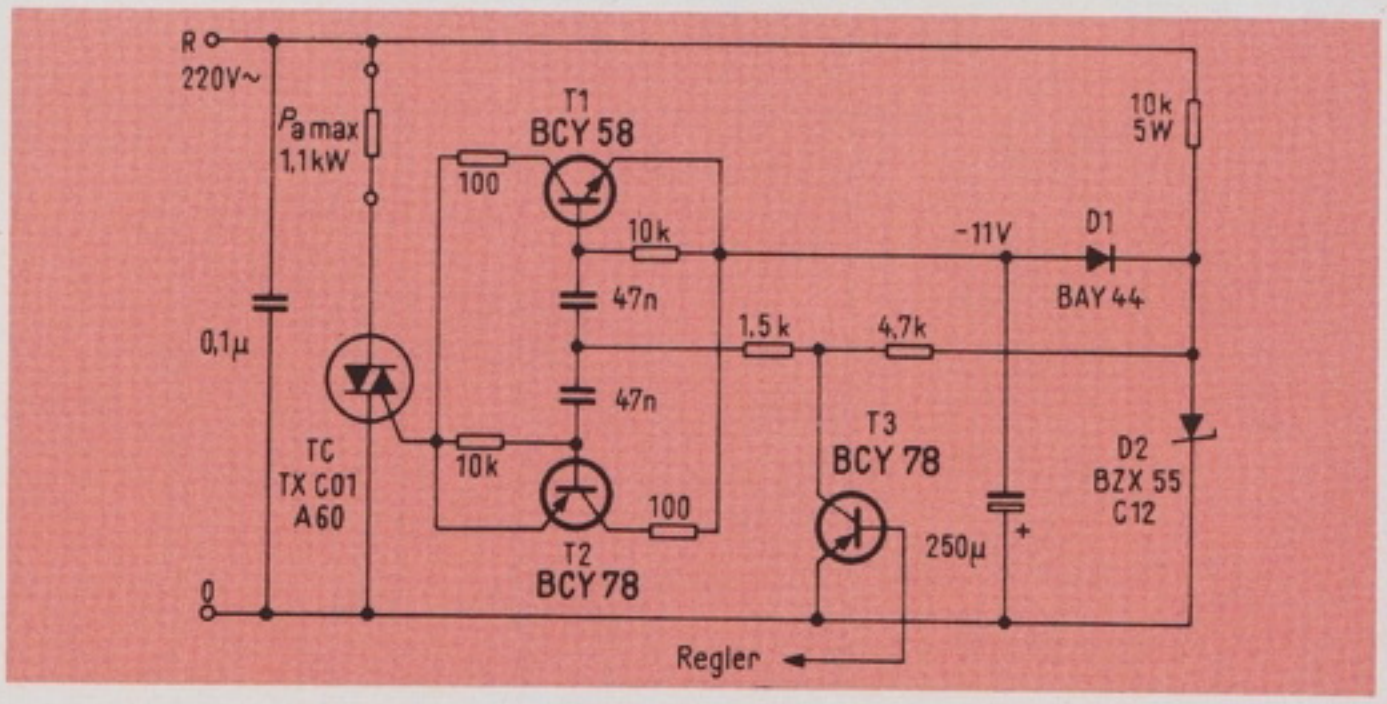


Fig. 1 - Disegno illustrante il circuito fondamentale dell'interruttore a perdita nulla.

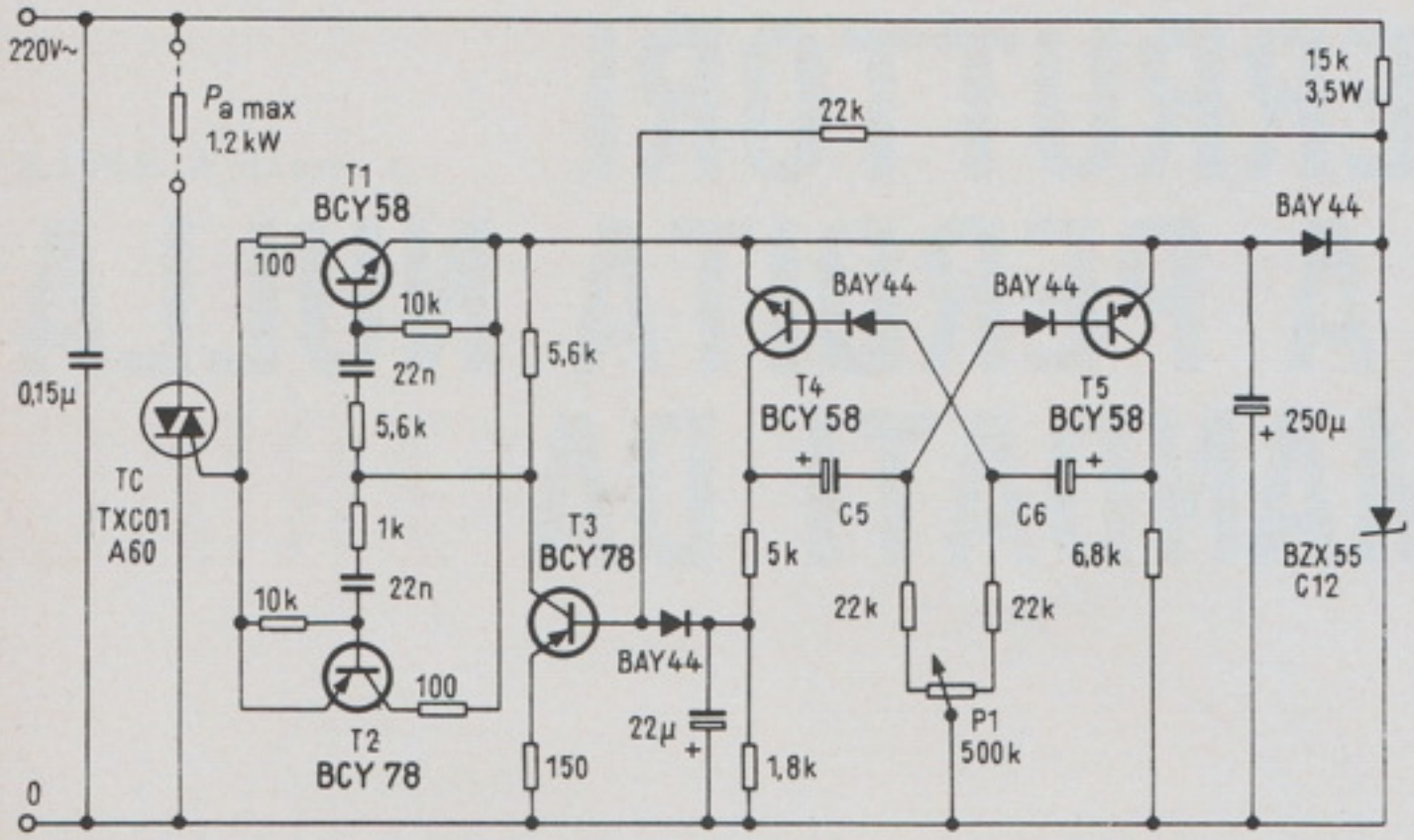


Fig. 2 - Il circuito precedente associato ad un generatore a cadenza per il controllo del triac.



Fig. 3 - Montaggio su circuito stampato dell'interruttore di fig. 2.

dono con i passaggi attraverso lo zero della corrente alternata. Inoltre dal diodo Zener viene prelevata una tensione continua e costante di —11 V mediante il diodo D1 e un condensatore da 250 µF.

Attraverso le resistenze da 4,7 kΩ e 1,5 kΩ e i condensatori da 47 nF arrivano sulle basi di due trasformatori complementari T1T2 dei brevi impulsi di eccitazione che amplificati, arrivano al triac assieme con la tensione di —11 V che serve per alimentazione.

Il transistore T3 serve da comando che avviene a seconda dello scopo cui il dispositivo deve servire. Quando questo transistore è reso conduttivo, la tensione rettangolare non arriva più alla rete differenziale e il triac non riceve più impulsi di controllo.

Un altro esempio di questi circuiti-interruttori che permettono il controllo, agendo su un potenziometro, della temperatura ad es. di una stufa, forno, ecc., è rappresentato in fig. 2; in esso è ripetuto, a sinistra, parte del circuito di fig. 1; mentre, nella parte destra, esiste un multivibratore astabile (T4, T5), la cui cadenza è determinata, oltre che dai condensatori C5 e C6 (vedi tabella) anche dalla posizione del potenziometro P1. Detto generatore di cadenza provvede a far arrivare la tensione di controllo attraverso il transistore T3. Sotto forma di impulsi a durata diversa, regolabili agendo sul potenziometro P1, gli impulsi comandano il triac che perciò può controllare la corrente attraverso il circuito utilizzatore, la cui potenza massima può arrivare, come indicato, a 1,2 kW. Questo interruttore a perdita nulla si presta per un controllo di apparecchi costituiti da resistenza ohmica pura, mentre i circuiti induttivi (motori, ecc) risentirebbero del fatto che la corrente non è sinusoidale. L'interruttore che abbiamo descritto è stato realizzato su un circuito stampato (fig. 3). Un'analoga applicazione è rappresentata in figura 4, nella quale i due transistori T4 e T5 sono disposti in amplificatore differenziale, mentre nel circuito di base del transistore T5 è posto un termistore.

Il circuito così realizzato funziona da interruttore a perdita nulla, controllato dalla temperatura d'ambiente. Regolando il potenziometro P si prefissa il grado di temperatura, ossia i limiti entro i quali sarà controllata la temperatura nell'ambiente, tramite la stufa elettrica posta in serie col triac.

Da notare che oltre al triac indicato si possono usare altri tipi, purché non richiedano una corrente di controllo superiore a 75 mA.

Il sistema descritto permette di escogitare altre applicazioni di cui molte confinano con l'hobby; però è da questo che molte volte prendono lo spunto le applicazioni industriali.

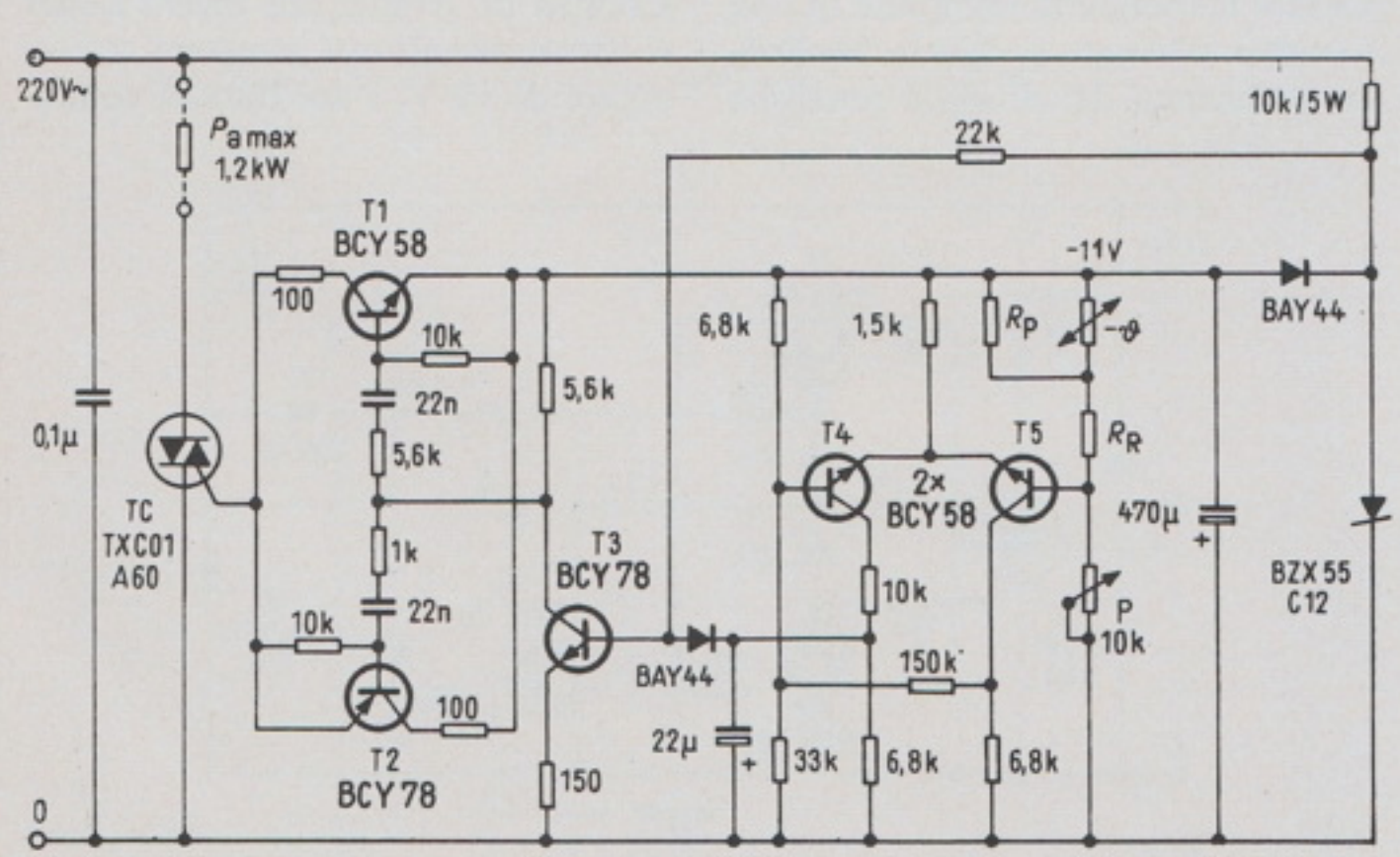


Fig. 4 - Circuito regolatore automatico controllato dalla temperatura d'ambiente.

TABELLA

Tensione di rete:	220 V ± 10%
Carico massimo circuito utilizzatore:	1,2 kW
Possibilità di controllo:	2 ÷ 96%
Sequenza C5, C6 =	
	= 50 µF: T = 30 S
	= 1 µF: T = 0,6 S
	= 0,15 µF: T = 0,06 S

LINEE DI RITARDO AD ULTRASUONI

parte prima

Sono di qui di seguito descritte accuratamente le linee di ritardo, di uso più comune, funzionanti con ultrasuoni, sottolineandone i vantaggi e le limitazioni.
Particolare attenzione è data alle linee dispersive adatte per sistemi di compressione d'impulsi radar.

La velocità di propagazione del suono nei solidi è dell'ordine di 10^4 - 10^5 volte meno di quella delle onde elettromagnetiche nel vuoto.

La scoperta che certi materiali presentano un bassissimo assorbimento dell'energia acustica in corrispondenza non solo delle medie ed alte frequenze ma anche nella regione delle VHF ha suggerito l'idea che delle linee ultrasoniche di ritardo a stato solido potevano essere costruite per l'immagazzinare dinamico di una grande varietà di segnali.

Furono quindi sviluppati vari tipi di linee di ritardo per le più varie applicazioni (1, 2).

Quanto è stato fatto negli ultimi anni nelle industrie che si occupano di questo settore riguarda delle tecnologie specializzate così vaste che potranno essere solo citate in breve.

Lo scopo di questo articolo è piuttosto quello di descrivere i principali dispositivi che si sono affermati su scala industriale in modo da rendere accessibile a tutti il loro impiego.

Le linee di ritardo ad ultrasuoni possono suddividersi nelle seguenti categorie: poligonale, eco, variabile, con presa, ottica, vetro-digitale, sezione larga, striscia non dispersiva, quasi-digitale, magnetostrittiva, torsionale diretta, nastro dispersivo a diffrazione dispersiva.

I nomi usati per descrivere le classi di linee di ritardo fanno parte del gergo dell'industria specializzata; essi sono tuttavia spesso scientificamente imprecisi ed è necessario dare di ciascun termine una più precisa definizione.

1 - «Poligonale» (fig. 1):

Si tratta di una linea di ritardo ad ultrasuoni in forma di piastrella con la superficie superiore e quella inferiore fra loro parallele.

Sulle pareti laterali invece sono fissati i trasduttori il cui vettore di spostamento è perpendicolare alla direzione di propagazione nel mezzo.

2 - «Eco» (fig. 2):

Si tratta di una linea di ritardo di barra in cui il trasduttore (od i trasduttori) è altamente riflettente, permettendo al segnale di andare da un estremo all'altro con piccola perdita di energia.

3 - «Ultrasonica variabile» (fig. 3):

Questo termine è generalmente riservato alle linee di ritardo che usano un mezzo dato da quarzo fuso in cui un trasduttore si muove diagonalmente attraverso il campo.

Gli esperimentatori talvolta usano delle linee (3) in cui un trasduttore mosso da una lunga vite senza fine viene spostato attraverso un mezzo liquido: tali dispositivi hanno delle bande piuttosto strette.

4 - «Linee di ritardo con presa» (fig. 4):

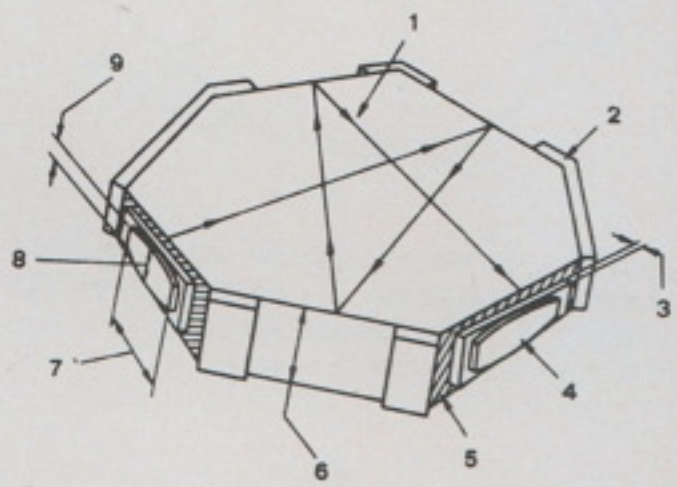


Fig. 1 - Linea di ritardo ad ultrasuoni, di tipo poligonale. 1 - direzione di propagazione; 2 - rivestimento assorbente; 3 - spessore del trasduttore; 4 - elettrodo posteriore; 5 - elettrodo di massa; 6 - spessore della piastra poligonale; 7 - lunghezza del trasduttore; 8 - movimento trasversale; 9 - altezza del trasduttore.

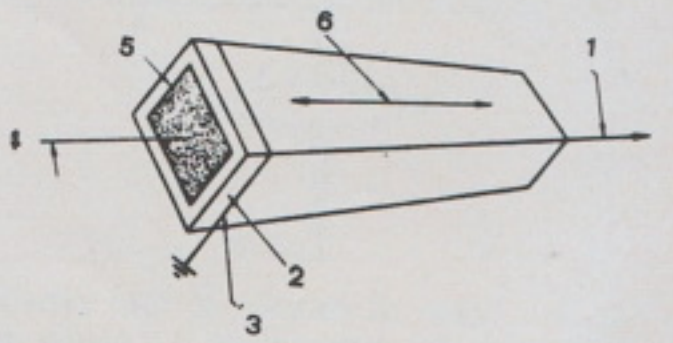


Fig. 2 - Linea d'eco a terminazione unica. 1 - asse Z del quarzo; 2 - cristallo funzionante a compressione; 3 - elettrodo di massa; 4 - punto di partenza del segnale; 5 - elettrodo posteriore; 6 - direzione del raggio acustico.

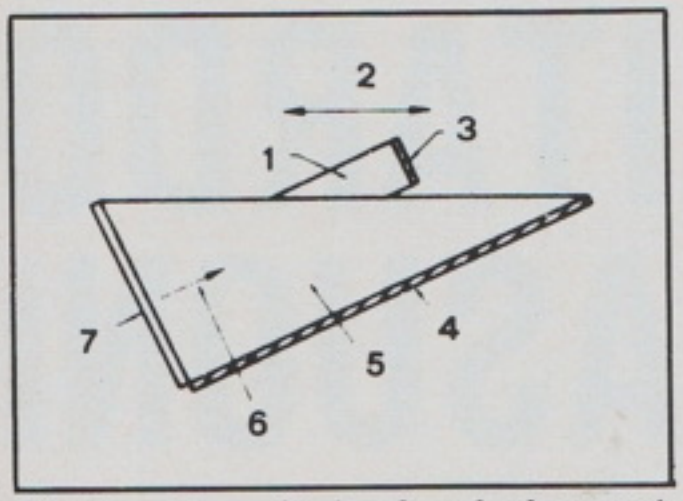


Fig. 3 - Linea di ritardo ad ultrasuoni, di tipo variabile. 1 - cursore; 2 - movimento del cursore; 3 - trasduttore di uscita; 4 - assorbente; 5 - guida; 6 - direzione di propagazione; 7 - trasduttore entrata.

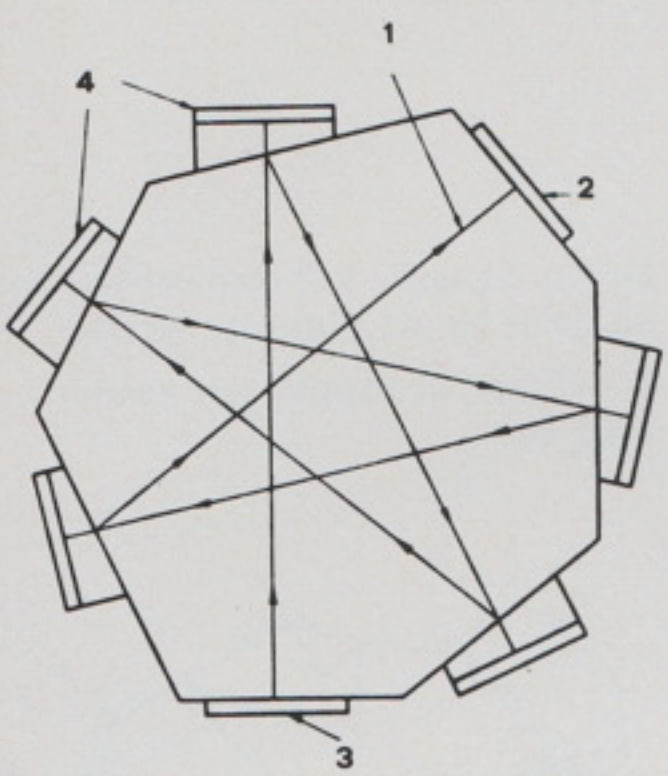


Fig. 4 - Linea di ritardo ad ultrasuoni del tipo con prese. 1 - propagazione del raggio; 2 - trasduttore d'uscita; 3 - trasduttore d'entrata; 4 - prese.

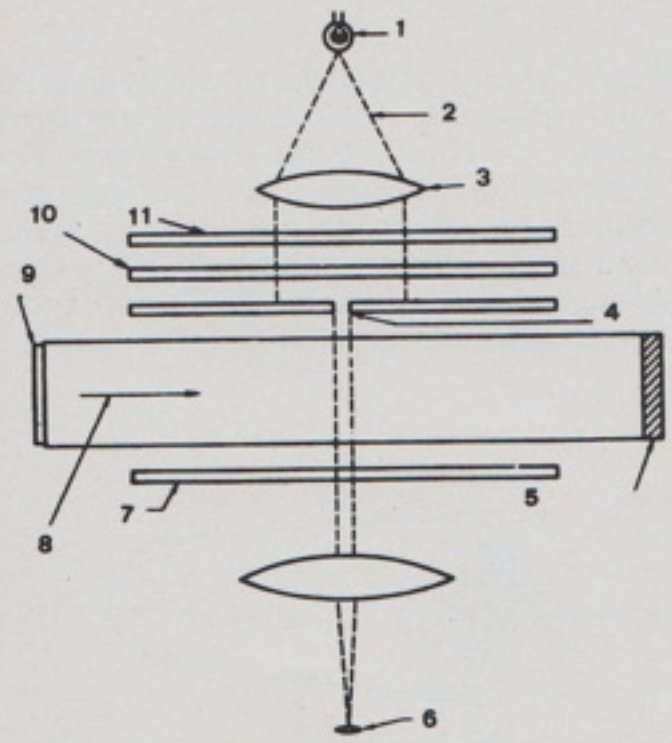


Fig. 5 - Linea di ritardo di tipo ottico-ultrasonico. 1 - lampadina; 2 - fascio di luce; 3 - lente focalizzatrice; 4 - fessura; 5 - assorbente; 6 - fotomoltiplicatore; 7 - polarizzatore; 8 - direzione di propagazione; 9 - trasduttore; 10 - lastra funzionante su 1/4 di lunghezza di onda; 11 - polarizzatore.

Si tratta di una linea di ritardo solida in cui il segnale è estratto mediante due o più trasduttori collocati lungo il percorso del segnale stesso.

5 - «Linea ultrasonica ottica» (fig. 5):

E' una linea di ritardo in cui una onda acustica è utilizzata per modulare un'onda luminosa.

6 - «Vetro-digitale» (fig. 6):

Generalmente con tale termine si designa il ritardo avente simmetria rettangolare il cui vettore di spostamento dei trasduttori è parallelo alle superfici inferiore e superiore.

Il mezzo di propagazione è un vetro complesso con un basso coefficiente di temperatura avente uno spessore di poche lunghezze d'onda.

I trasduttori sono sovente di quarzo o di ceramica.

7 - «Linee a sezione larga» (fig. 7):

Si tratta di una linea di ritardo metallica con trasduttori ceramici la cui geometria e l'orientazione dei cristalli sono simili a quelle delle linee vetro-digitali, ma lo spessore è minore di mezza lunghezza d'onda in modo che può essere usato soltanto il modo non dispersivo di propagazione.

8 - «Striscia non dispersiva» (fig. 7):

E' una linea di ritardo in forma di nastro o striscia avente uno spessore minore di mezza lunghezza di onda ed una larghezza di molte lunghezze d'onda, che usa dei trasduttori collocati nel senso della larghezza.

9 - «Quasi-digitale»:

Linea poligonale per immagazzinare informazioni digitali.

10 - «Magnetostrittiva»:

Linea di ritardo costituita da un filo in cui dei trasduttori magnetostrittivi sono usati per convertire il segnale dalla forma elettrica a quella meccanica o viceversa.

11 - «Torsione diretta» (fig. 8):

Generalmente è una linea di ritardo a forma di un tondino il cui spessore permette soltanto il modo di propagazione dispersivo longitudinale in corrispondenza della banda di frequenza che interessa.

12 - «Nastro dispersivo» (fig. 9):

Si tratta di una linea di ritardo a forma di nastro il cui spessore sussiste soltanto nella frequenza di banda che interessa al primo modo longitudinale dispersivo.

I trasduttori sono del tipo ceramico piezoelettrico posti in direzione della lunghezza del tondino.

13 - «Diffrazione dispersiva» (fig. 10):

Linea di ritardo che usa un reticolo ultrasonico di diffrazione per produrre un ritardo che è funzione della frequenza.

Linee di ritardo poligonali

Le linee di ritardo poligonali sono usate per ritardare i segnali aventi una frequenza compresa fra 5 e 100 MHz per periodi che corrispondono quindi ad un microsecondo sino a 10 millesimi di microsecondo.

Il mezzo di propagazione è normalmente del quarzo fuso a causa delle piccole perdite acustiche che introduce ed anche i trasduttori sono in genere dei cristalli di quarzo.

La velocità delle onde nel quarzo fuso a 20°C è di 3,76 mm/μs; pertanto, una linea avente un ritardo di 1.000 μs deve essere lunga 3753,2 mm se ricavata in forma di barra. Poiché il quarzo fuso, adatto per le linee di ritardo, non è disponibile in lastre che abbiano un diametro superiore a 381 mm, è necessario impiegare per le linee delle forme poligonali.

Un disegno tipico è mostrato nella fig. 1.

Il movimento particellare è perpendicolare alle facce parallele della lastra per evitare la conversione del modo di propagazione trasversale in quello longitudinale (4, 5).

Il trasduttore può essere considerato come un monoblocco e la normale teoria diffrattoria utilizzata per analizzare la energia data ai lobi laterali del trasduttore e da ciascu-

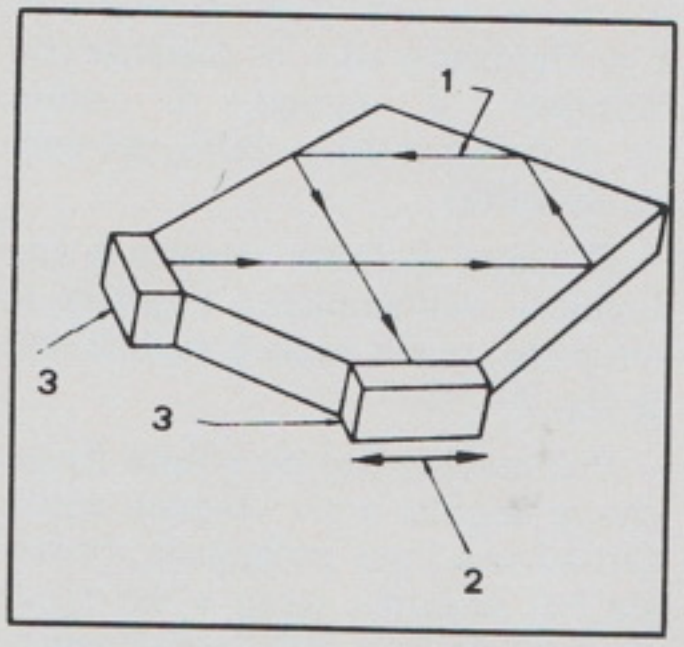


Fig. 6 - Linea di ritardo vetro-digitale. 1 - direzione di propagazione del raggio; 2 - moto trasversale; 3 - trasduttori.

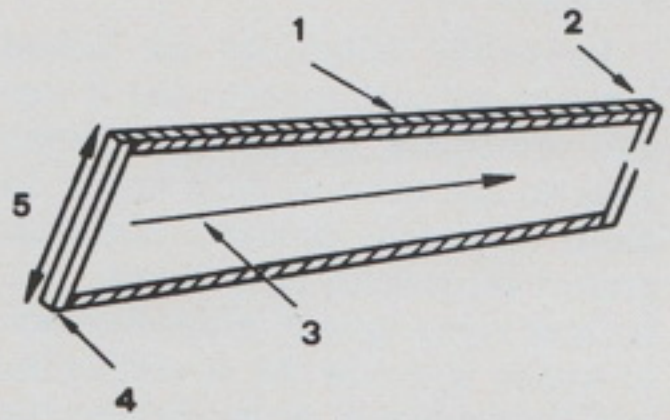


Fig. 7 - Linea di ritardo a nastro, non dispersiva. 1 - assorbente; 2 - trasduttore d'uscita; 3 - direzione di propagazione; 4 - trasduttore d'entrata; - 5 moto trasversale.

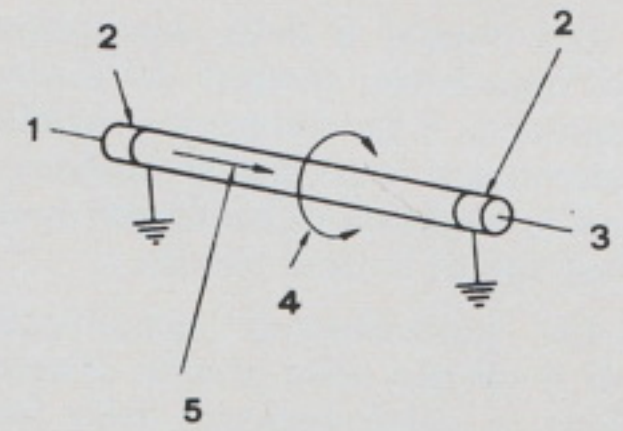


Fig. 8 - Questa linea di ritardo utilizza il principio di funzionamento torsionale diretto. 1 - entrata; 2 - trasduttori piezoceramici; 3 - uscita; 4 - movimento particelle; 5 - direzione della propagazione.

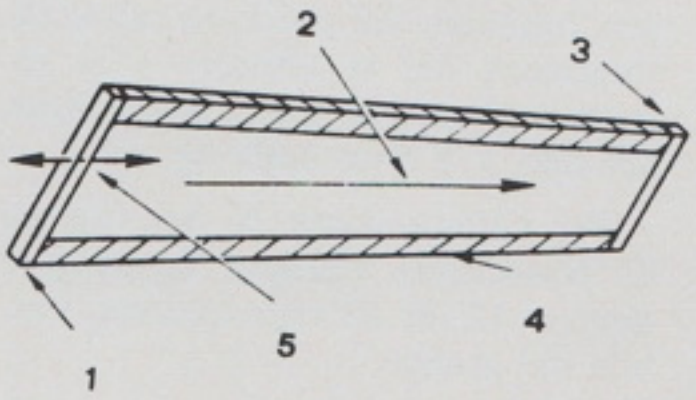


Fig. 9 - Linea di ritardo dispersiva a nastro. 1 - trasduttore d'entrata; 2 - direzione della propagazione; 3 - trasduttore d'uscita; 4 - assorbente; 5 - moto longitudinale.

na faccia riflettente.

L'energia dei lobi laterali genera dei segnali spuri che giungono a tempi ritardati sostanzialmente differenti da quelli propri della linea. Molti segnali indesiderati sono generati dalle facce riflettenti; per esempio, la disposizione della fig. 11 produce un impulso di uscita che è considerevolmente meno ritardato di quello principale.

Vi sono tre tentativi fondamentali, usati in pratica, per ridurre i segnali indesiderati dal progetto della linea.

Il primo tentativo è basato sul metodo di massima apertura in cui un massimo numero d'impatti per ogni sfaccettatura è usato per un dato ritardo. Lo scopo è di aumentare l'ampiezza delle sfaccettature in modo che la diffrazione risulti minimizzata.

Se possibile, dev'essere evitata la simmetria per eliminare dei percorsi indesiderati multipli di uguale lunghezza.

Un disegno che illustra un'applicazione del metodo di massima apertura è mostrato nella fig. 12.

Il secondo metodo tende ad ampliare l'angolo a cui i segnali indesiderati sono creati in modo che i passaggi spuri intervengano soltanto per i lobi laterali più deboli. Questa tecnica è mostrata nella fig. 11.

Il terzo metodo, detto metodo della lunghezza massima, è usato con linee aventi degli assorbimenti acustici altissimi. Lo scopo è allora quello di eliminare i percorsi indesiderati che sono brevi rispetto al percorso principale, in modo che i segnali spuri risultino assorbiti nel mezzo di propagazione.

Questo metodo è illustrato nella fig. 13.

Negli ultimi anni sono state studiate e provate molte disposizioni per utilizzare come linee di ritardo.

Nella fig. 14 è dato un disegno poligonale espresso in funzione del ritardo per certe combinazioni nominali di frequenza e di livelli di segnali spuri.

Se un determinato livello di attenuazione dei segnali indesiderati richiede delle dimensioni che eccedono il blocco di quarzo fuso che si

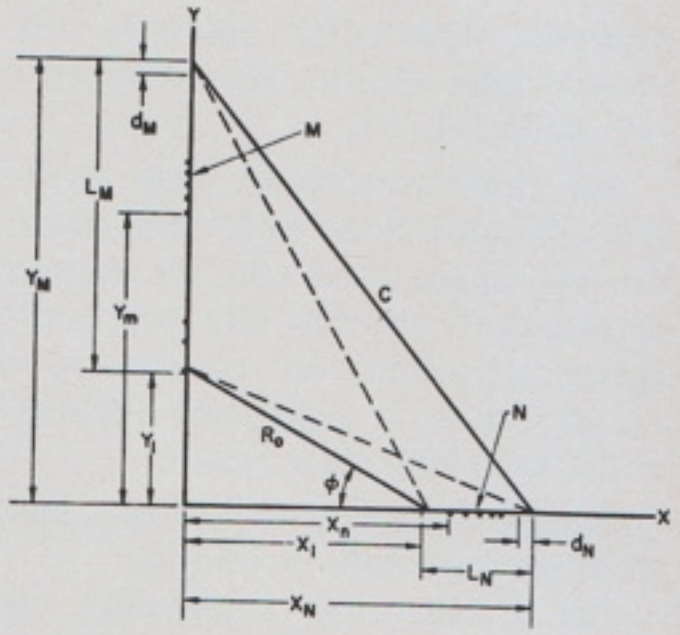


Fig. 10 - Linee di ritardo con diffrazione dispersiva: (a) diffrazione dispersiva perpendicolare; (b) cuneo; (c) reticolo per le onde di superficie. 1 - entrata; 2 - uscita; 3 - direzione di propagazione.

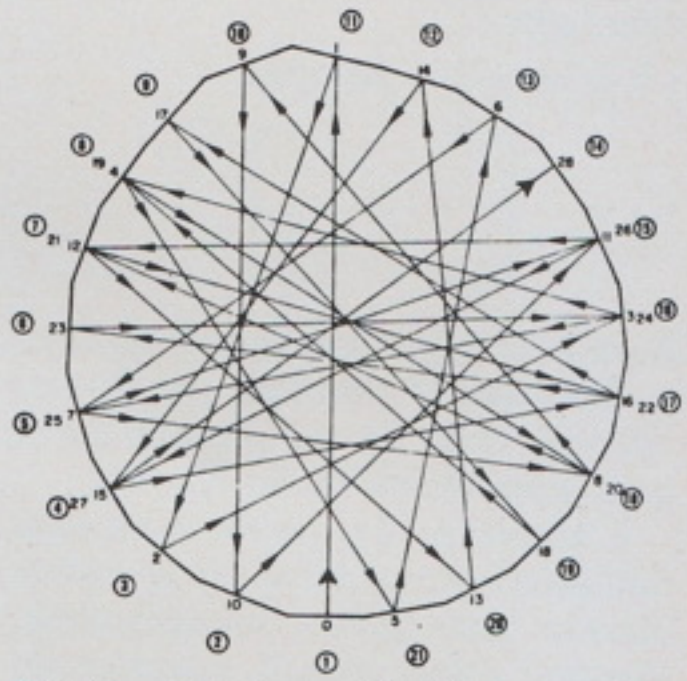


Fig. 11 - Massima suddivisione angolare di una linea di ritardo poligonale.

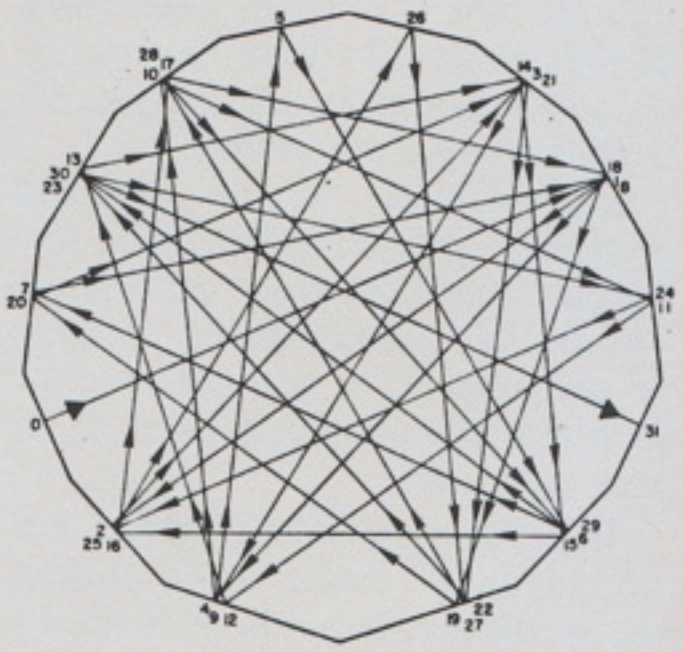


Fig. 12 - Massima apertura ottenibile con una linea di ritardo di tipo poligonale.

possiede, viene allora adottata una disposizione multistrato come visibile nella fig. 15.

Un cambiamento di fase sensibile all'angolazione interviene quando un raggio esce con un angolo determinato rispetto alla perpendicolare all'entrata del trasduttore e va ad urtare la superficie superiore od inferiore della lastra.

Questo fenomeno definisce i modi di propagazione possibile.

Per le vibrazioni trasversali, come è visibile nella fig. 1, tutti i modi sono dispersivi ed in molte linee di ritardo l'energia che procede dall'ingresso all'uscita delle riflessioni è trascurabile.

La dispersione del primo modo D è governata dalla relazione trovata da Sutton

$$D = \frac{D_g L^2 K_d^2}{8\, t^2} \qquad (1)$$

dove:
D_g è il ritardo senza dispersione;
L è la lunghezza d'onda nel mezzo ritardante;
t è lo spessore, per cui:

$$K_d \approx \left[1 - \frac{kL}{3{,}14\, t}\right]^{-1}$$

dove k = 6 per il quarzo fuso.

Il fattore D tracciato per diversi spessori nella fig. 16 presuppone il caso semplificato in cui $K_d \approx 1$.

L'ampiezza dei picchi è causata dall'interferenza dei modi di ordine elevato con quello fondamentale. Possono essere ridotti mantenendo alta l'entrata del trasduttore ai valori in cui il primo minimo di Fraunhofer sen x / x del diagramma di radiazione del trasduttore coincida con la direzione del raggio per il modo di secondo ordine.

L'interferenza dovuta al terzo modo può essere ridotta dando una forma ovale all'entrata o portando l'uscita del trasduttore ad un valore che collochi il secondo minimo di Fraunhofer lungo la linea di arrivo del modo.

Il problema di dispersione è stato esaminato anche da Arenberg, da un differente punto di vista.

Per una discussione delle propagazioni mediante guide d'onda sono

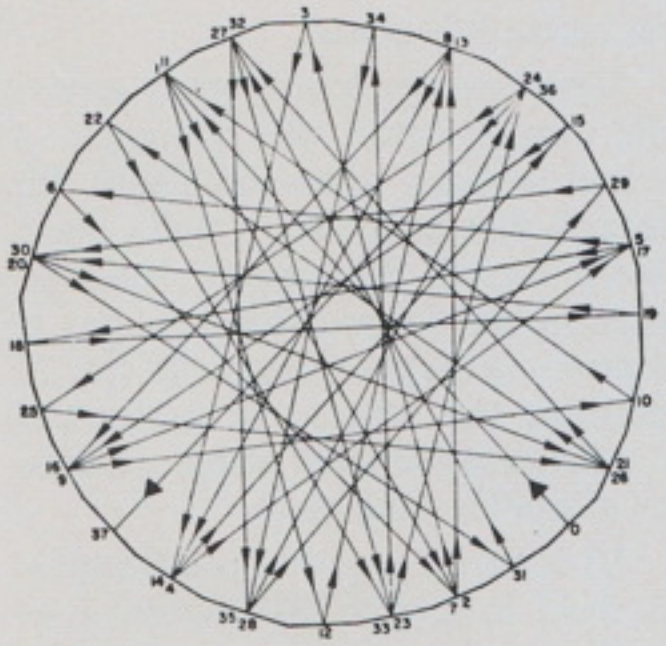


Fig. 13 - Progetto di massimo percorso di una linea di ritardo poligonale.

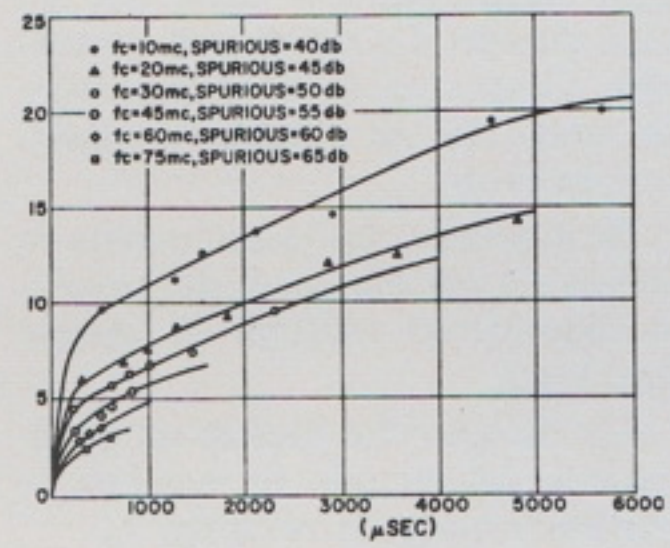


Fig. 14 - Diametro della linea poligonale in funzione del ritardo per varie frequenze di funzionamento e con segnali spuri. Il diametro (in pollici) è riportato in ordinata; in ascissa è il ritardo in microsecondi.

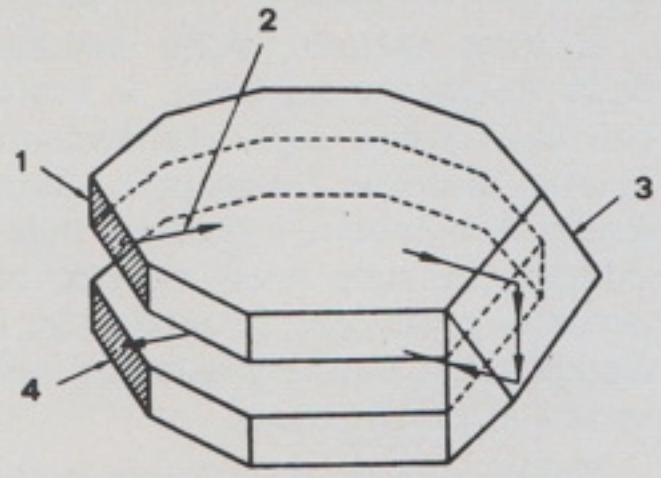


Fig. 15 - Linea di ritardo poligonale multistrato. 1 - entrata; 2 - direzione del raggio di propagazione; 3 - prisma; 4 - uscita.

fra i più importanti i lavori di Meeker e Meitzler.

Il tempo di salita acustico di una linea di ritardo segue la seguente relazione dovuta a Sutton:

$$\text{Tempo di ascesa} = (LV_s K_d^3 / t^2 f^3)^{1/2} r^{1/2} \qquad (2)$$

dove L = lunghezza del percorso; V_s = velocità dell'onda trasversale; f = frequenza ed r = costante che definisce il tempo di salita (r ≈ 0,45 per 10 ÷ 90% del tempo di salita).

Il tempo di salita acustico è una funzione dell'ampiezza angolare Ω del primo modo come è visibile nella fig. 17.

Può essere visto da questa figura che se impulsi brevi vengono applicati ad una linea poligonale, l'energia nel secondo, terzo e nei modi più alti produce dei segnali spuri.

Questi segnali sono spesso chiamati «verticali secondari» o «spuri principali».

La teoria sviluppata da Sutton è basata sul presupposto che il raggio principale all'uscita è ampio rispetto agli spessori della lastra. In molti dispositivi moderni con integratori incoerenti, cancellatori, ecc. la linea viene fatta di proposito molto sottile in modo che si verifichino casi particolari di propagazione che isolano dalla teoria precitata.

I circuiti equivalenti per i trasduttori piezoelettrici sono frequentemente descritti nella letteratura (6).

Dai circuiti e dalla conoscenza dell'impedenza, spessori del mezzo ritardante, è generalmente possibile determinare le perdite di trasduzione e la larghezza di banda per qualsiasi tipo di linea di ritardo.

Un procedimento semplificato per il calcolo delle perdite d'inserzione in corrispondenza della frequenza centrale con la linea di ritardo sintonizzata è stato sviluppato da Whitney che ha usato un circuito equivalente per la linea come mostrato nella fig. 18.

L'attenuazione di tensione come una funzione del prodotto capacità-frequenza del trasduttore e la resistenza di carico per un trasduttore del tipo Y è dato nella fig. 19.

Per l'attenuazione di una coppia di trasduttori bisogna aggiungere almeno 12 dB all'attenuazione, visibile dal grafico.

Benché sia possibile calcolare con grande accuratezza il responso teorico di una coppia di trasduttori, è spesso molto difficile nella pratica

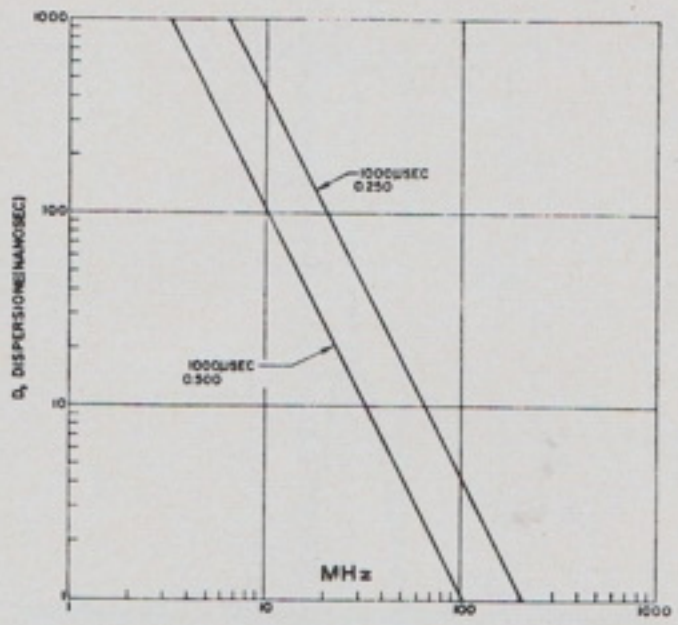


Fig. 16 - Dispersione D in nanosecondi approssimativa del ritardo in una linea di ritardo ad ultrasuoni in funzione della frequenza (in MHz) e degli spessori di 0,250 e 0,500 pollici.

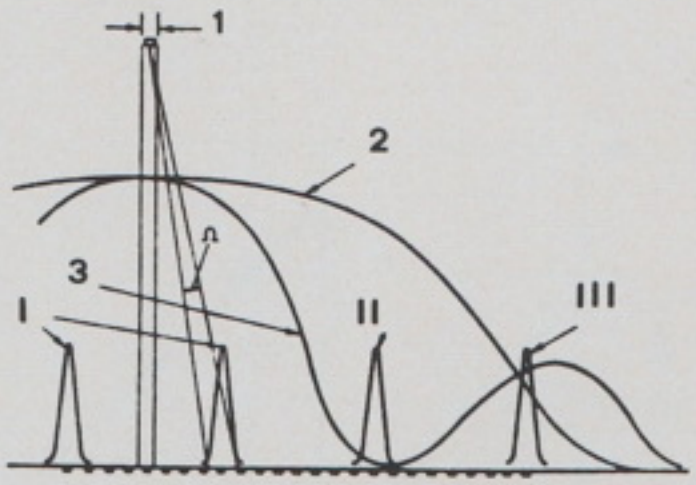


Fig. 17 - Modi di propagazione ed irradiazione del trasduttore in una linea di ritardo poligonale per il I, II e III modo. 1 - spessore della lastra poligonale; 2 - andamento dell'irradiazione in uscita; 3 - irradiazione in entrata.

conseguire dei risultati che si avvicinino a quelli teorici.

Le difficoltà risultano soprattutto nell'ottenimento di un trasduttore che si avvicini al tipo ideale e nel controllo rigorosissimo degli spessori. Particolari difficoltà si riscontrano in pratica nell'ottenere anche un'impedenza uniforme con buona aderenza nei punti d'inserzione.

Allo scopo sono stati sviluppati vari tipi di mezzi leganti quali leghe a base di indio, adesivi epossidici, ecc. Ciascuna tecnica per il fissaggio perfetto dei trasduttori alla linea presenta degli speciali vantaggi da un punto di vista industriale e determina delle caratteristiche tipiche.

In molti casi l'obiettivo di un procedimento di fissaggio di un trasduttore alla linea è quello di introdurre uno strato di materiale il più uniforme possibile, sottilissimo, in modo che l'impedenza propria risulti trascurabile si che possa essere controllata con grande esattezza in funzione di una frazione d'onda.

Ciò permette un adattamento di impedenza rigoroso.

Un utile espediente è quello di usare un materiale per il fissaggio dei trasduttori che abbia un'impedenza acustica compresa fra quella del trasduttore ed il mezzo ritardante, in modo che il suo spessore non sia mai critico.

In un mezzo legante ideale l'impedenza e lo spessore di ciascuna sezione sono scelti in modo tale che, per un'ampia gamma di frequenze, risulti poco riflessa.

Infatti, le riflessioni in corrispondenza dei trasduttori generano quelli che sono chiamati «segnali di terzo ordine» che si riflettono anche all'uscita del trasduttore, ritornano indietro sino all'entrata della linea, si riflettono di nuovo indietro sino ad apparire all'uscita.

I segnali riflessi possono essere attenuati sino a 60 dB in linee costruite con particolari accorgimenti. In genere, dei sistemi di fissaggio dei trasduttori che danno delle piccole riflessioni posseggono anche un'ampia banda passante.

L'assorbimento dell'energia acustica nel quarzo fuso dipende dalla frequenza e dalla temperatura. Quest'ultimo parametro è importante non soltanto perché influenza le perdite d'inserzione della linea ma anche perché gioca un ruolo maggiore nel condizionare la banda passante del determinare il progetto da un punto di vista termico.

Diversi tentativi sono stati fatti per misurare il coefficiente di perdita, ma non si sono avuti dei risultati precisi per i valori più comuni di frequenza e temperatura.

A titolo indicativo, tuttavia, riportiamo nelle figg. 20 e 21, alcuni risultati recentemente ottenuti.

I grafici forniscono dati per singoli campioni di quarzo fuso o bloc-

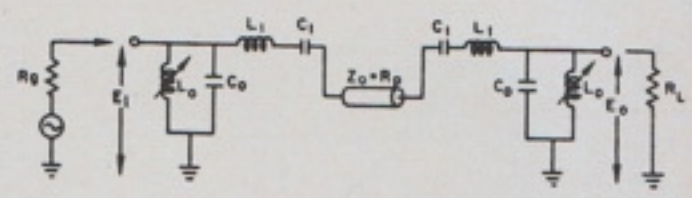


Fig. 18 - Circuito equivalente di una linea di ritardo poligonale accordata, con trasduttori di quarzo, utilizzabile per il calcolo dell'attenuazione di tensione. Si suppone che i circuiti in serie ed in parallelo siano sintonizzati sulla stessa frequenza. C = capacità del cristallo del trasduttore; L_0 = induttanza di accordo; L_1 = massa effettiva del cristallo; C_1 = rigidità del cristallo; R_p = resistenza di radiazione del trasduttore; R_L = resistenza di carico; R_g = resistenza del generatore; E_1 = tensione d'entrata; E_2 = tensione di uscita.

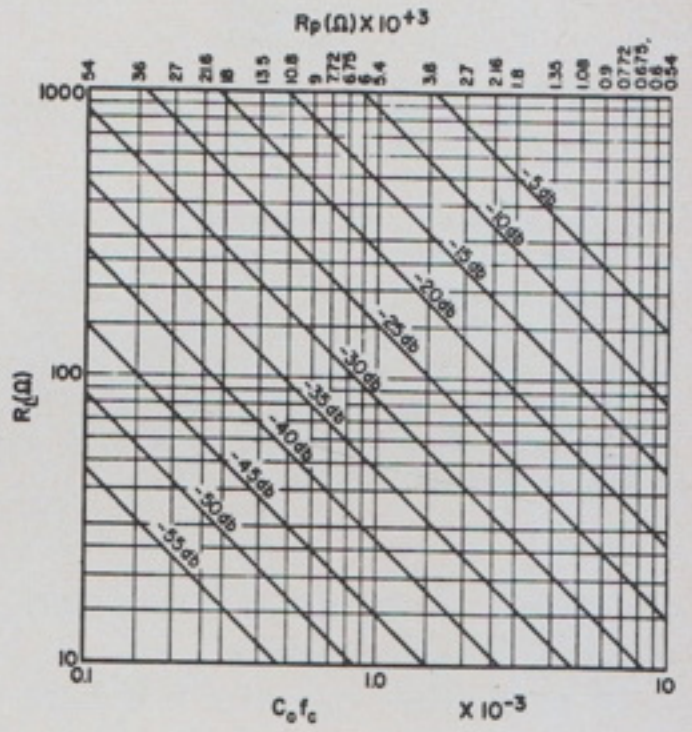


Fig. 19 - Attenuazione della tensione in funzione del prodotto capacità-frequenza del trasduttore e della resistenza di carico per una coppia di trasduttori (taglio Y) collegati con quarzo fuso. La resistenza di radiazioni R_p per i trasduttori è uguale a 5,4 / $C_0 f_c$ dove f_c è la frequenza centrale. Le perdite d'inserzione sono 8,7 bn ($R_L C_0 f_c$ / 2,7).

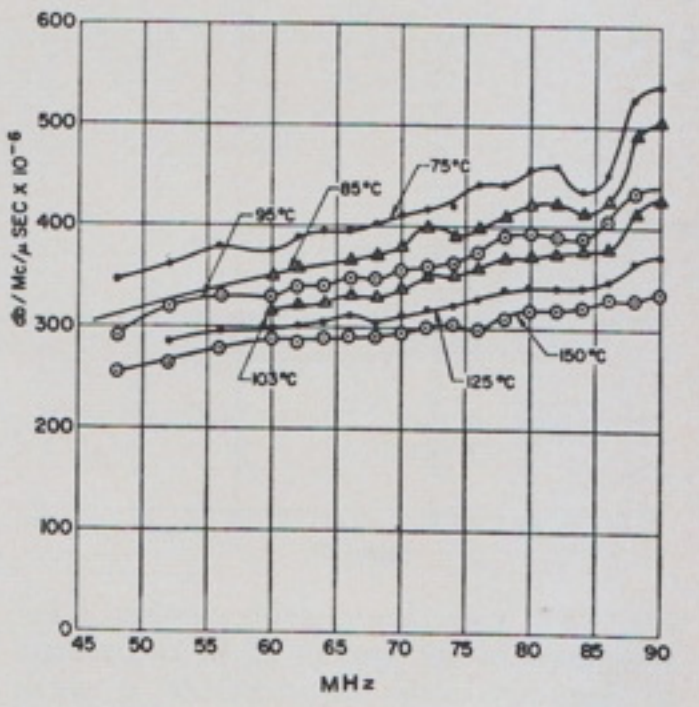


Fig. 20 - Costante delle perdite (in ordinata) in funzione della frequenza (in ascissa) e della temperatura per onde trasversali in quarzo fuso Amersil Opt. Grado III.

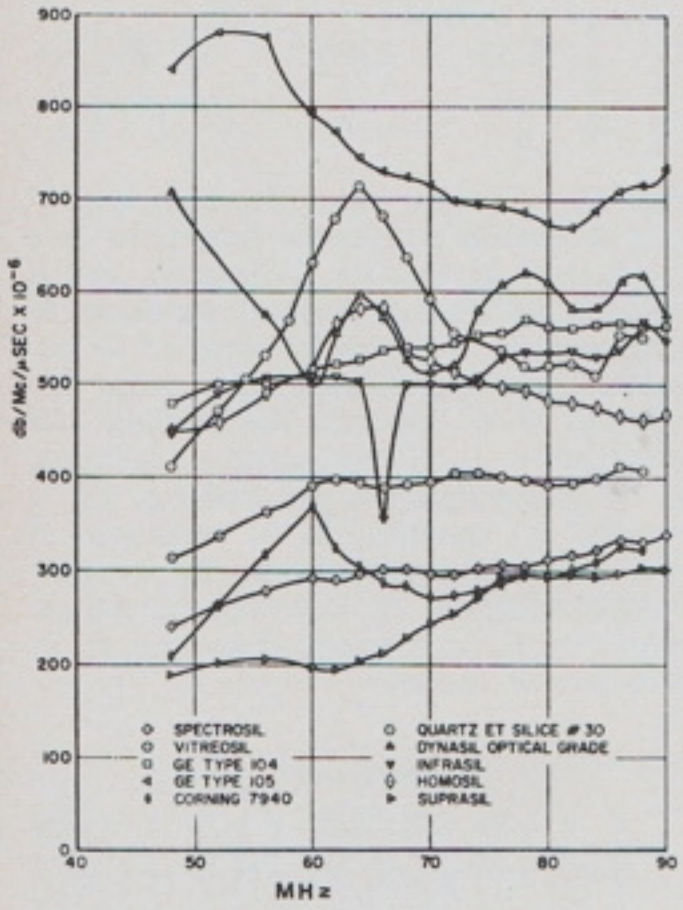


Fig. 21 - Costante delle perdite in funzione della frequenza per onde trasversali in singoli campioni di quarzo e silicio fusi ottenuti con vari procedimenti. La temperatura dei campioni Silica n. 30 e Dynasil Optical Grade era di 105 °C, quella dello Spectrosil era di 140 °C e quella di tutti gli altri di 150 °C.

chi silicei sottoposti a particolari processi di fabbricazione.

Di particolare interesse è il fatto che dei blocchi ottenuti sia per vetrificazione e fusione del quarzo naturale (Amersil III) o tramite processi sintetici (Suprasil I, Spectrosil Electrolyzed) mostrano basse perdite.

Il risultato interessante è che generalmente i materiali con un contenuto maggiore di OH presentano le più basse perdite; tuttavia, non si sono potute trovare delle relazioni precise fra cause ed effetti.

La fig. 22 illustra come la curva di risposta di una linea di ritardo varia quando la linea stessa viene riscaldata.

Le perdite in una linea impongono delle limitazioni verso gli estremi superiori al quantitativo d'informazioni che possono essere contenuti nella linea stessa. Queste limitazioni sono dovute alla difficoltà nel compensare un certo restringimento di banda che si ha in corrispondenza dell'aumento delle perdite con la frequenza.

Un utile parametro mediante il quale è possibile giudicare l'effetto delle perdite è il prodotto del tempo di ritardo con il quadrato della frequenza di centrobanda.

Per linee di quarzo fuso con ritardi compresi fra 500 e 5.000 μs, è difficile progettare delle linee in cui questo parametro superi 5×10^6 μs. MHz^2.

Per ritardi diversi da quelli indicati, la validità del procedimento è limitata ai valori più bassi.

Un'altra influenza sulle perdite e sulla larghezza di banda è data dalle dispersioni di energia nei lobi laterali e nell'allargamento del raggio nel piano parallelo alle superfici superiori ed inferiori della lastra (figura 23).

La valutazione approssimativa delle perdite di energia per l'allargamento del raggio è desunta dalla fig. 24.

Uno dei maggiori svantaggi usando il silicio fuso come mezzo di ritardo è sempre stato quello del coefficiente di temperatura del ritardo, che per vari gradi risulta compreso fra —65 e —89 PPM/°C.

I tipi più frequentemente usati, l'Amersil III ed il Corning 7940, hanno dei coefficienti nominali di —73,5 PPM/°C e —80 PPM/°C.

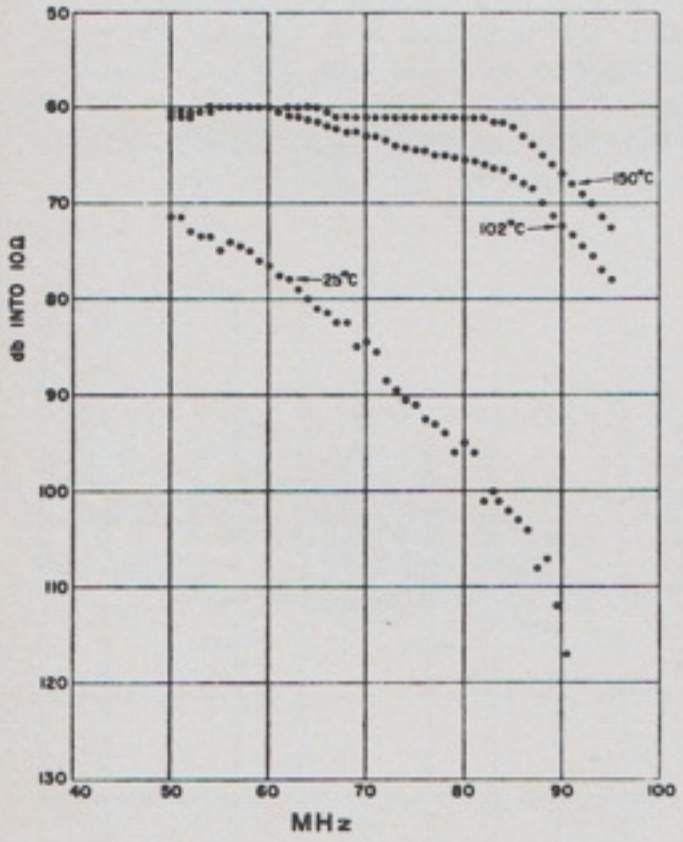


Fig. 22 - Variazione delle perdite d'inserzione (in dB per 10 Ω in ordinata), in funzione della temperatura a varie frequenze (in ascissa) per una linea di ritardo poligonale in quarzo fuso. La linea era da 1000 μs, realizzata con quarzo fuso Amersil III (spessore 12,7 mm) collegata a trasduttori a quarzo (taglio Y) funzionanti ad 85 MHz.

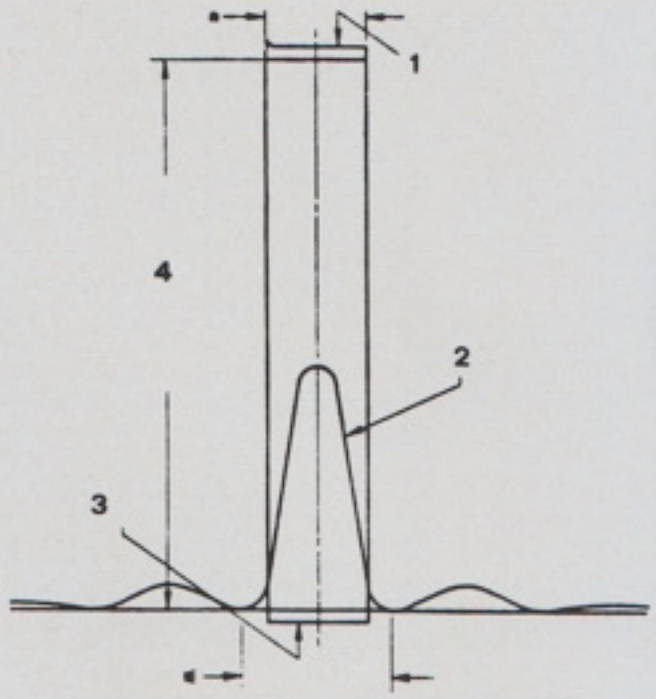


Fig. 23 - Diagramma d'irradiazione di una linea di ritardo poligonale nel piano parallelo alle superfici superiori ed inferiori. 1 - trasduttore d'entrata; 2 - andamento della irradiazione; 3 - trasduttore d'uscita; lunghezza della linea.

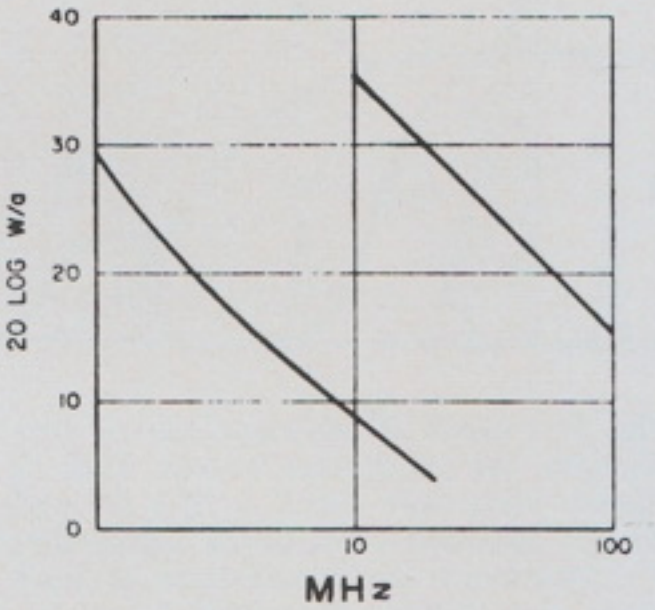


Fig. 24 - Rapporto fra la larghezza del lobo centrale dell'intensità sen^2x/x^2 e la lunghezza del trasduttore in entrata in funzione della frequenza. La curva in alto si riferisce ad una linea lunga 12,7 m con un trasduttore lungo 12,7 mm. La curva in basso è di una linea lunga 2,54 m con un trasduttore lungo 25,4 mm.

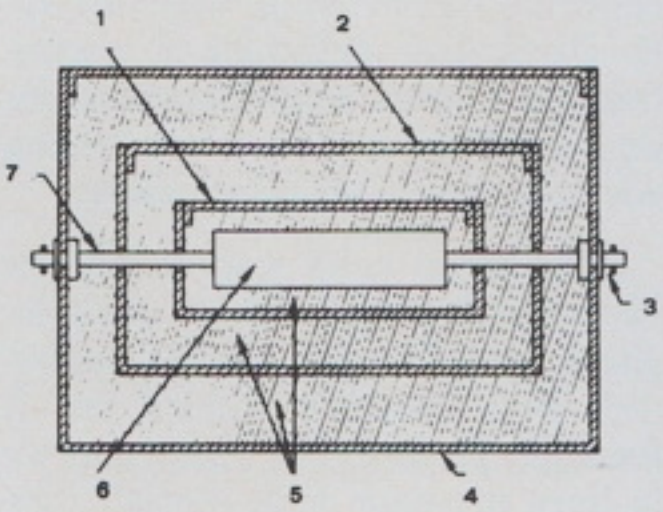


Fig. 25 - Sezione di un termostato tipico a camere multiple per il controllo preciso della temperatura di una linea di ritardo poligonale. 1 - camera interna; 2 - parete intermedia; 3 - connettore; 4 - parete esterna; 5 - isolamento; 6 - linea di ritardo; 7 - cavo.

Variazioni tra un campione e l' altro sono generalmente minori di ± 2 PPM.

Dove tuttavia si richiedono delle prestazioni molto rigorose è possibile scegliere delle linee in cui si abbia una differenza massima di 0,250 PPM/°C.

Alcuni dati hanno dimostrato che il coefficiente di temperatura varia di poco fra le temperature di —30 °C e +75°C; ossia, anche per variazioni diverse si tende ad ignorare tali variazioni essendo piccole.

Quando è richiesta una linea di ritardo di eccezionale stabilità è necessario procedere al controllo della temperatura della linea stessa. Spesso è richiesta una costante di temperatura di ± 0,01°C o migliore anche quando la temperatura ambiente varia di 50°C o più.

Per questo tipo di controllo vengono usati dei termostati a più camere in cui ciascuna parete risulta sempre più controllata e precisamente rispetto a quella più esterna.

Questa tecnica fornisce un così buon grado di termostaticità che le instabilità residue sono dovute più a fattori indiretti, come la stabilità della linea di alimentazione, che ad instabilità termica del termostato a pareti multiple.

In pratica vengono usati delle pareti di silicati che semplificano il progetto ed assicurano una buona resistenza agli urti ed alle vibrazioni.

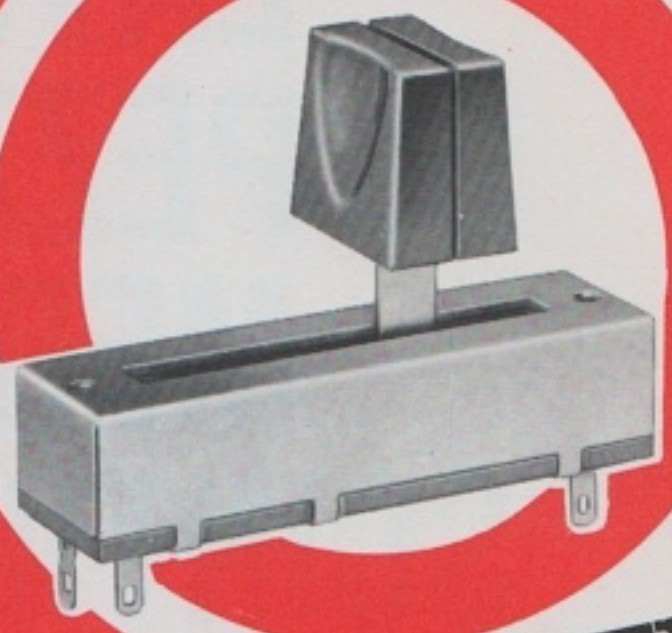
Nella fig. 25 è schematizzata una di queste realizzazioni.

In pratica, le linee di ritardo realizzate con quarzo fuso sono molto robuste. Esse possono tollerare alti livelli di vibrazioni ed urti, ma non sopportano le forze intense localizzate in piccolissimi spazi.

Le linee di ritardo sono generalmente racchiuse in una custodia rigida e robusta in modo da assicurare una protezione.

A causa che alcuni materiali, come ad esempio le leghe di indio usato per fissare i trasduttori, sono attaccate dall'acqua e dai solventi, le custodie delle linee di ritardo sono generalmente chiuse ermeticamente.

(continua)



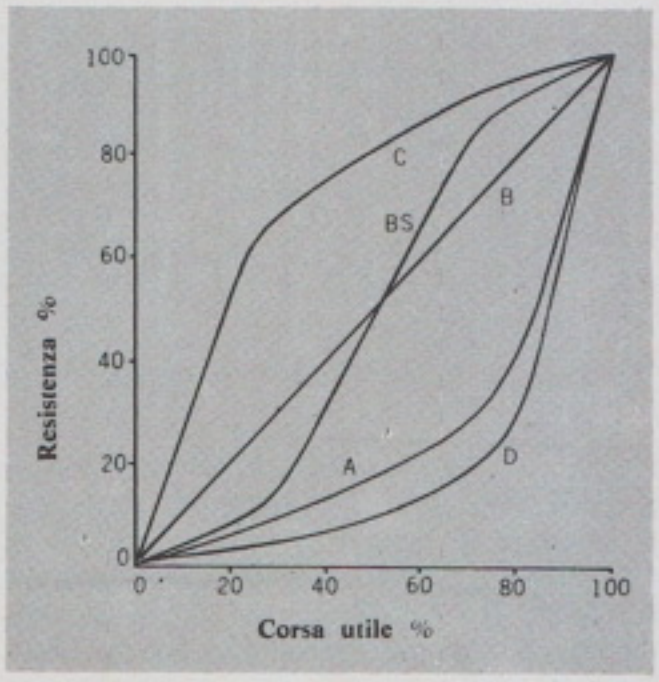
POTENZIOMETRI A CURSORE

Valori standard kΩ	Corsa utile mm	Curve	Potenza nom. W	Tensione max di lavoro Vc.c.	Tipo	Codice G.B.C. DP/ ....
1 - 2 - 5	60 ± 1	log. A lin. B	0,25 0,5	350 350	EVA S0A A00	4002-10 4022-10
10 - 15 - 20	45 ± 1	log. A lin. B	0.125 0.25	150 200	EVA R0A A00	4102-10 4112-10
50 - 100 - 200	30 ± 1	log. A lin. B	0.05 0.1	150 200	EVA Q0A A00	4182-10 4192-10
500 - 1000						
20 + 20	60 ± 1	log. A lin. B	0.25 0.5	350 350	EVB S5A A00	4043-20 4053-20
50 + 50 100 + 100 500 + 500 1000 + 1000	45 ± 1	log. A lin. B	0.125 0.25	150 200	EVB R5A A00	4123-20 4133-20

Tolleranza: ± 30% - serie EVA .... a pista singola
EVB .... a doppia pista, con presa intermedia al 50% della corsa utile

CARATTERISTICHE MECCANICHE

Involucro: lamiera tranciata, anodizzata e passivata
Isolamento: resina fenolica
Terminali: a saldare, contrassegnati
1-3 estremità dell'elemento resistivo
2 contatto centrale (due volte)
5 eventuale presa intermedia
Manopola: polistirolo nero con fresatura centrale fornita con il potenziometro
Forza di azionamento: 50 ÷ 350 g
Forza d'arresto a fine corsa: ≧ 5 kg
Montaggio: per mezzo di due viti



Distribuiti dalla G.B.C. Italiana s. a. s. - V.le Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B.

LAVORAZIONE DI PEZZI MECCANICI MEDIANTE SCINTILLAZIONE

Le lavorazioni di altissima precisione di pezzi meccanici mediante i metodi di elettroscintillazione stanno avendo uno sviluppo notevole dopo gli enormi progressi ottenuti nelle apparecchiature elettroniche di comando e con l'impiego di acqua deionizzata, quale fluido dielettrico.

Quando scocca accidentalmente una robusta scintilla fra due metalli, tutti hanno potuto notare come resti una piccola traccia indelebile nel punto dove il metallo si è fuso per il passaggio di elettricità.

Nei contatti dei relè e degl'interruttori, questo fenomeno viene ridotto al minimo, per limitare l'usura, applicando particolari accorgimenti, frutto di molti anni di esperienze, osservazioni, ricerche e studi.

Invece il russo N.I. Lazarenko, nell'ormai lontano 1959, si pose il problema esattamente opposto, ossia di studiare e sperimentare tutte quelle condizioni che accrescono al massimo l'usura dei materiali per effetto dello scintillio elettrico.

Il risultato finale, è stato la creazione di un metodo totalmente nuovo di lavorare i metalli con grande rapidità ad altissima precisione.

Questo metodo, detto appunto di elettroscintillazione od elettroerosione, ha permesso di creare delle macchine utensili stabili e veloci di concezione tutta nuova, capaci di lavorare pezzi metallici con avanzamenti di 5 mm^3 al minuto e la sbalorditiva precisione di mezzo miliardesimo di millimetro.

Il principio fisico fondamentale è schematizzato nella fig. 1.

Un elettrodo A ed un pezzo conduttore B sono mantenuti a breve distanza fra loro; lo spazio che li separa è riempito dal fluido dielettrico C.

Se la più breve distanza D che separa due punti situati ai lati opposti dell'intercapedine è sufficientemente piccola, un impulso di tensione V applicato tra l'elettrodo ed

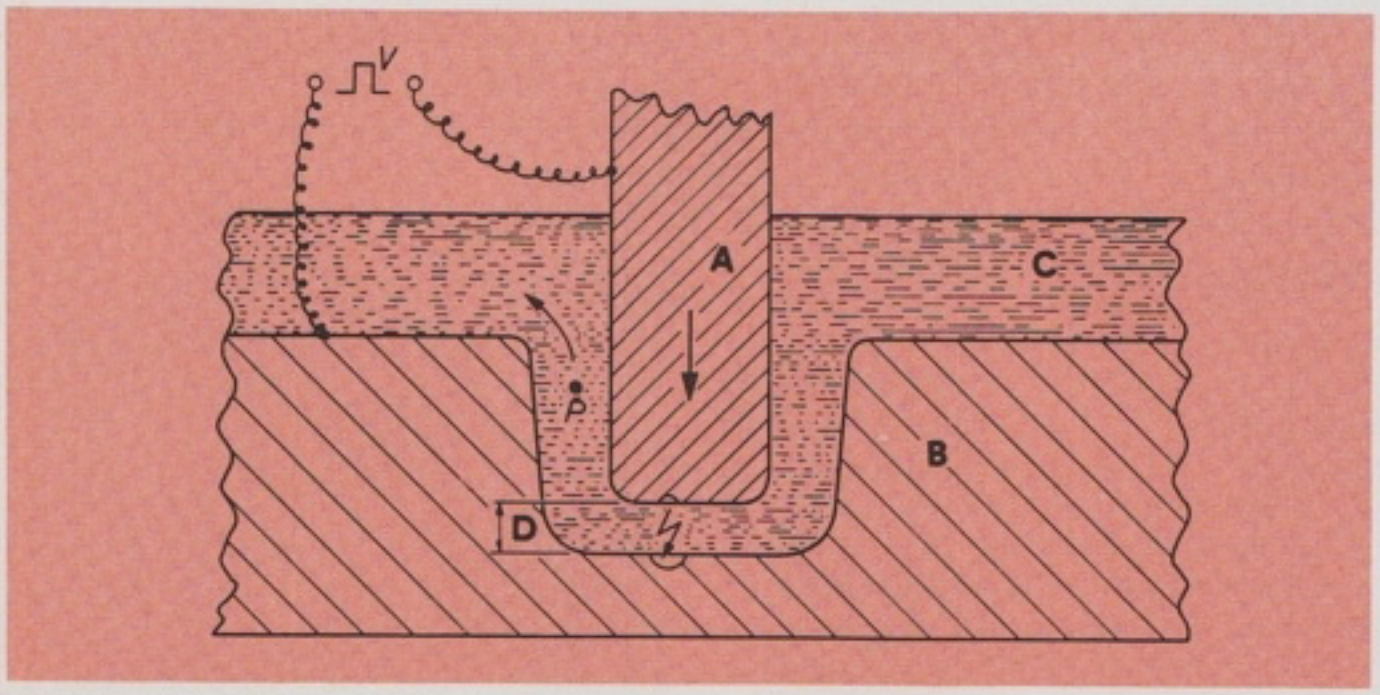


Fig. 1 - Principio della lavorazione meccanica di un pezzo mediante una serie di scintille elettriche. Un elettrodo A ed un pezzo conduttore B sono mantenuti a breve distanza e lo spazio fra loro (spazio di scintillazione) è riempito con un liquido dielettrico C. Se la distanza D è sufficientemente piccola, l'impulso di tensione V, applicato fra l'elettrodo ed il pezzo, provocherà una scarica mediante scintilla che asporterà del materiale sia da A che da B. Un meccanismo speciale regola la distanza della scintillazione facendo avanzare l'elettrodo A; un altro dispositivo di circolazione asporta le particelle P che le scintille staccano dai pezzi.

il pezzo provocherà una scarica mediante scintilla che asporterà del materiale sia da A che da B.

Delle scariche di breve durata vengono prodotte in successione rapida tra gli elettrodi.

Occorre che l'intervallo di scintillazione, che è il principale fattore che determina la tensione necessaria affinché scocchi la scintilla, sia costante. In caso contrario si avrebbero irregolarità nel funzionamento.

Quindi la prima necessità: mantenere costante la distanza di scintillazione; ciò viene realizzato in pratica utilizzando la tensione usata per far avvenire la scintilla, per comandare lo spostamento dell'elettrodo che funziona come utensile in modo da compensare gli scarti.

Con questo metodo va notato che è possibile lavorare qualsiasi corpo che sia conduttore dell'elettricità, ma anche isolante se ha un rivestimento conduttore.

La principale applicazione delle macchine ad elettroerosione riguarda la lavorazione di materiali molto duri che non è possibile lavorare con le macchine utensili tradizionali.

Le applicazioni si fondano sul fatto che viene ottenuta una copia negativa dell'elettrodo che agisce da utensile e ciò permette di effettuare fenditure, fori, ecc. con profili anche complicatissimi.

Il meccanismo di asportazione del materiale per effetto della scintilla è essenzialmente un processo termico. Si possono distinguere una fase primaria di riscaldamento e fusione del materiale al momento della scarica e successivamente l'asportazione di particelle del materiale fuso.

Per effetto della scintilla, si ha una valanga di elettroni che abbandonano il catodo ionizzando il fluido dielettrico e che producono nuovi elettroni. Quando ha inizio la scintilla, si forma un canale conduttore gassoso che viene ampliato dall'apporto di energia che viene dal generatore di scintilla.

E' vantaggioso utilizzare un fluido dielettrico perché ciò rende il canale di passaggio dell'elettricità estremamente ristretto e quindi permette di ottenere una forte intensità di energia.

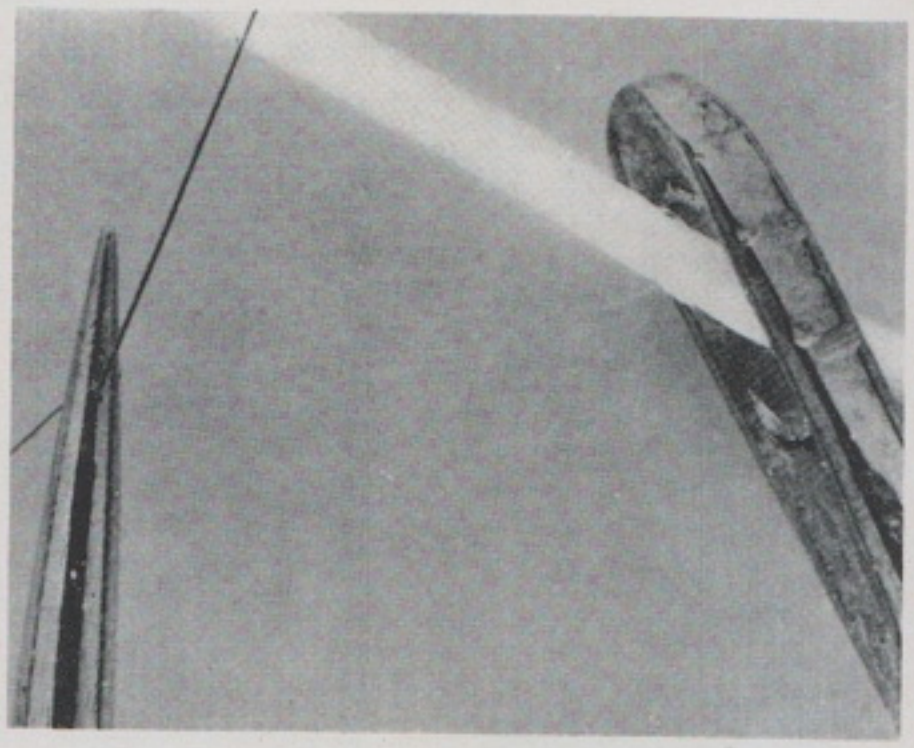


Fig. 2 - A sinistra è visibile la punta di un ago d'acciaio su cui è stato praticato un foro di 0,055 mm mediante scintille elettriche. A destra, affinchè sia possibile farsi un'idea delle dimensioni, è riportata la cruna di un comune ago.

L'energia elettrica trasportata attraverso il canale aperto dalla scintilla, viene convertita in calore e questo processo dà luogo a delle temperature altissime. Esiste ovviamente una durata di scarica ottima per un determinato valore energetico.

Se si supera questo valore, i risultati peggiorano sensibilmente.

C. van Osenbruggen dei Laboratori di Ricerca olandesi della Philips, ha condotto degli studi approfonditi che hanno permesso di giungere alla creazione di macchine utensili ad elettroerosione di pratica applicazione.

Ad esempio, nella fig. 2, si vede una lavorazione meccanica eccezionale in cui un ago di acciaio è stato forato in punta con un foro di 0,05 mm di diametro.

Per dare un'idea delle dimensioni, a destra nella stessa figura, è riportato un comune ago con infilato nella cruna un filo di cotone bianco.

Lavorazioni ancora molto più precise si effettuano nella produzione di diaframmi per l'industria fotografica e microscopica in cui le tolleranze sono dell'ordine di 20 µm.

La velocità di lavorazione è un particolare aspetto del problema. Il ritmo di ripetizione delle scintille presenta un limite superiore che è determinato dalla velocità a cui possono essere asportate le impurità, come ad esempio le particelle di erosione ed i prodotti di decomposizione del fluido dielettrico.

Fra una scintilla e l'altra occorre che il fluido presente nell'intervallo sia stato completamente rimosso mediante circolazione forzata del liquido. La ragione di ciò risiede nel fatto che la presenza di celle conduttrici influenza la rigidità dielettrica del liquido e provoca ugualmente delle scariche indesiderate.

Quando viene impiegata dell'acqua deionizzata come fluido dielettrico, al posto di un idrocarburo, la velocità di lavorazione si eleva moltissimo.

Rispetto al kerosene, l'acqua deionizzata riassume più rapidamente la sua rigidità dielettrica, non dà luogo a prodotti solidi di decomposizione e permette di usare delle correnti maggiori.

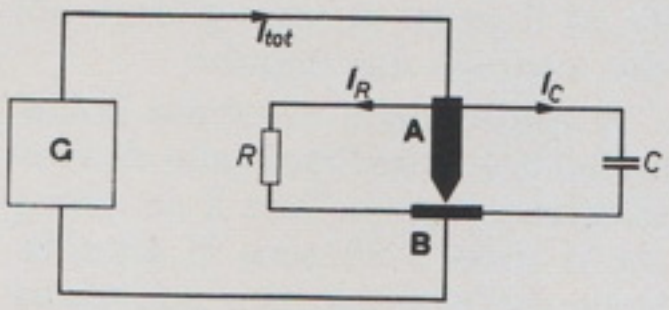


Fig. 3 - Schema equivalente del circuito di scarica. I_R è la corrente di fuga attraverso il fluido dielettrico; G è la sorgente di corrente la cui intensità di uscita I_{tot} è uguale a 40 A durante periodi di 2 µs; I_C è la corrente di carica del condensatore C costituito dalle superfici opposte dell'elettrodo A e dal pezzo B.

LE MACCHINE

Un generatore di scintille può generalmente essere costituito da un semplice circuito RC in cui un condensatore si scarica attraverso l'intervallo in cui avviene la scintilla.

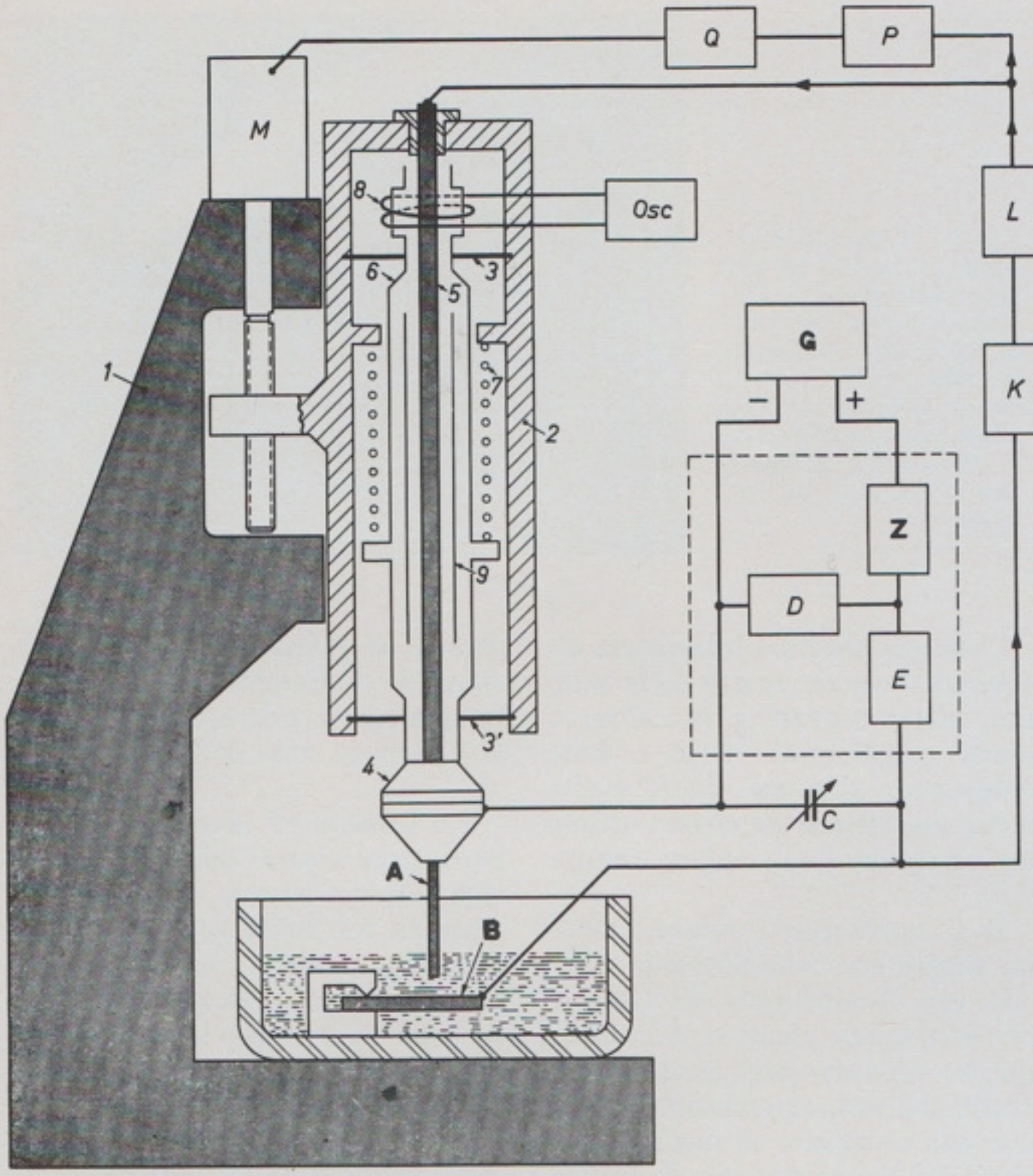


Fig. 4 - Rappresentazione schematica della macchina di scintillazione ad alta precisione descritta da C. van Osenbruggen. 1 = colonna di sostegno; 2 = colonna mobile in cui fra il diaframma elastico 3 e 3' è fissato un tubo 6 sollecitato dalla molla 7 in modo da mettere sotto tensione la barretta metallica 5; 4 = porta elettrodo con l'elettrodo A; B = pezzo da lavorare; 8 = sistema vibrante; 9 = guaina di raffreddamento; 10 = motore passo-passo; 11 = sorgente di tensione continua. Lo stabilizzatore e limitatore d'intensità Z, unitamente allo stabilizzatore di tensione D ed alla linea di ritardo E costituiscono il circuito di carica. C è il condensatore. Il segnale necessario applicato al dispositivo dello spostamento del porta-elettrodo mediante il rivelatore di tensione K tramite l'amplificatore L; P è il generatore di impulsi che alimenta il blocco di comando Q.

Tuttavia, adottando tale disposizione, si ha un circuito in cui una tensione è presente all'intervallo spinterogenico durante una gran parte del ciclo. Quando si utilizza dell'acqua si avranno allora degli effetti elettrochimici secondari a causa della conducibilità residua sempre presente, anche dopo deionizzazione.

La corrosione che ne segue altera le dimensioni del pezzo. Quando si usa dell'acqua come fluido dielettrico, si deve quindi impiegare un generatore d'impulsi che possa essere regolato in modo da dare dei brevi impulsi rettangolari, mentre sia assente qualsiasi tensione fra l'elettrodo ed il pezzo durante gl'intervalli che separano due impulsi.

A seguito della resistenza limitata dell'acqua nell'intervallo di scintillazione, la superficie S del pezzo che si trova a distanza di scintillazione dall'elettrodo non può essere arbitrariamente grande.

Per esempio, si supponga che il generatore sviluppi una intensità di corrente di 40 A.

In un ciclo di scintillazione occorre che la tensione ai capi dell'intervallo spinterogenico passi da 0V sino alla tensione di scarica, per esempio 300 V.

Per giungervi, la resistenza che si trova in parallelo sul percorso della scarica, deve quindi essere minore di 7,5 Ω.

Se la resistività «r» è mantenuta a 10^5 Ω dallo scambiatore di ioni, la dimensione della superficie in questione non deve superare 13,3 cm^2.

Se la distanza di scintillazione «d» è uguale a 10^{-3} cm, il condensatore costituito dal pezzo da lavorare e l'elettrodo (fig. 3) presenta una capacità di alcune migliaia di pF.

Pertanto, l'energia di scarica non può essere inferiore a $4{,}2 \times 10^{-3}$ J.

Per ottenere una lavorazione di alta precisione, basterà quindi scegliere delle dimensioni della superficie S inferiori al valore massimo.

Un certo numero di macchine molto perfette per le lavorazioni mediante scintillazione, sono state messe a punto e realizzate (vedasi la Bibliografia).

Tutte le macchine sono equipaggiate da dispositivi di comando molto sensibili per lo spostamento dell'elettrodo. Ciò assicura una costanza molto precisa della larghezza dello spazio di scintillazione; queste macchine possono effettuare una vasta gamma di operazioni, dalle forature sino a 0,005 mm di diametro in fogli di metallo di 0,05 mm di spessore, come pure tagli di 50 mm^2 nel carburo di tungsteno in placche di acciaio temperato.

Lo schema di una macchina a scintillazione di grande precisione è riportato nella fig. 4 nella cui didascalia è data la spiegazione delle principali parti che la compongono.

Il fluido dielettrico utilizzato in questa macchina è il kerosene inodoro; esso è pompato in un serbatoio attraverso un filtro; raggiunge il punto di lavorazione e poi viene fatto ritornare al serbatoio.

Il generatore di scintille è un circuito RC in cui il condensatore si scarica ai capi dello spazio di scintillazione.

Questo generatore deve soddisfare alle seguenti condizioni:

— la tensione di scintillazione a circuito aperto deve essere stabilizzata;

— la corrente che carica il condensatore deve essere costante e regolabile;
— la corrente di carica deve essere limitata se vi è cortocircuito o produzione di arco fra il pezzo e l'elettrodo.

Dalla fig. 4 è possibile vedere anche lo schema del circuito elettrico utilizzato.

Una sorgente di corrente continua G carica il condensatore variabile C mediante un circuito stabilizzatore e limitatore Z oltre ad una linea di ritardo E.

D è uno stabilizzatore di tensione; la linea di ritardo impedisce alla capacità parassita di provocare ai capi dello spazio la scintillazione delle scariche che si aggiungono alla scarica di C.

La tensione di scintillazione è regolabile fra 30 e 300 V; la corrente di carica del condensatore tra 6 e 600 mA.

Le induttanze e le capacità parassite di C devono essere mantenute ad un piccolo valore; la durata di scarica deve essere soltanto di 0,03 μs.

L'energia di scarica minima che può essere regolata è di 10^{-8} J, che fornisce una rugosità di superficie minima e dell'ordine di 0,06 μm.

Utilizzando come dielettrico dell'acqua deionizzata è stata realizzata una macchina a grande velocità ed alta precisione che permette di ottenere delle alte frequenze di scarica e quindi delle grandi velocità di lavorazione.

Tuttavia, questo tipo di macchina meno si adatta quando occorrono delle lavorazioni di precisione estreme. Per ottenere il massimo vantaggio dall'acqua deionizzata, la scintilla non è prodotta da un circuito RC, ma da un generatore di impulsi che fornisce dei valori di corrente determinata.

Le caratteristiche di una tipica macchina del commercio, sono ad esempio, le seguenti:

— intensità di scarica: 2-40 A
— durata di scarica: 0,2-2,0 μs
— ritmo di ripetizione: 2-250 kHz
— energia di scarica: 0,006-2 mJ (sino a 10 mJ con condensatore supplementare)

Lo spostamento continuo dell'elettrodo è di 1,25 μm ed i fori più piccoli che possono essere praticati sono di 30 μm.

Il fluido dielettrico circola in condotto chiuso che comporta un filtro e degli scambiatori di ioni.

Esiste anche una versione semiautomatica delle due macchine precedentemente citate e che viene utilizzata per la produzione in serie di diaframmi per i sistemi ottico-elettronici.

Con questa macchina occorrono soltanto 6s per forare mediante scintillazione un foglio di acciaio di nichel cromo di 50 μm di spessore (dimensione del foro 50 μm e precisione di 1 μm su una serie di 500 fori).

E' sufficiente all'operatore, posizionare la placca del diaframma e premere un pulsante; lo spostamento dell'elettrodo avviene in seguito in modo completamente automatico.

Le macchine a grande velocità si prestano bene per essere utilizzate anche come tagliatrici; il lavoro viene automaticamente nel piano orizzontale e si può così seguire la linea di un disegno.

Questo metodo è molto utile quando si desidera realizzare una copia perfetta di un modello già esistente.

Un metodo particolare per il comando dell'intervallo di scintillazione è stato messo a punto (2) dagli stessi costruttori degli apparecchi precitati.

Il dispositivo di comando si compone semplicemente di una barretta di materiale piezoelettrico rivestito dai due lati da un foglio metallico. Questo elemento è fissato da un lato (fig. 5) mentre dall'altro lato, ossia l'estremità libera, è fissato un porta elettrodo molto leggero che si trova in contatto elettrico con il foglio inferiore.

Questo elemento, utilizzato come vibratore, può essere posizionato al di sopra del pezzo grazie ad un particolare ripiano.

Il pezzo all'altro foglio del vibratore mediante un induttore L ed una resistenza R.

Il vibratore, la cui capacità è data da C1, è collegato ad una sorgente di corrente G. Durante la lavorazione, l'elettrodo si trova a 0,1-0,2 mm al di sopra della superficie del pezzo.

La sorgente di corrente sviluppa una intensità costante, facendo così aumentare linearmente la tensione

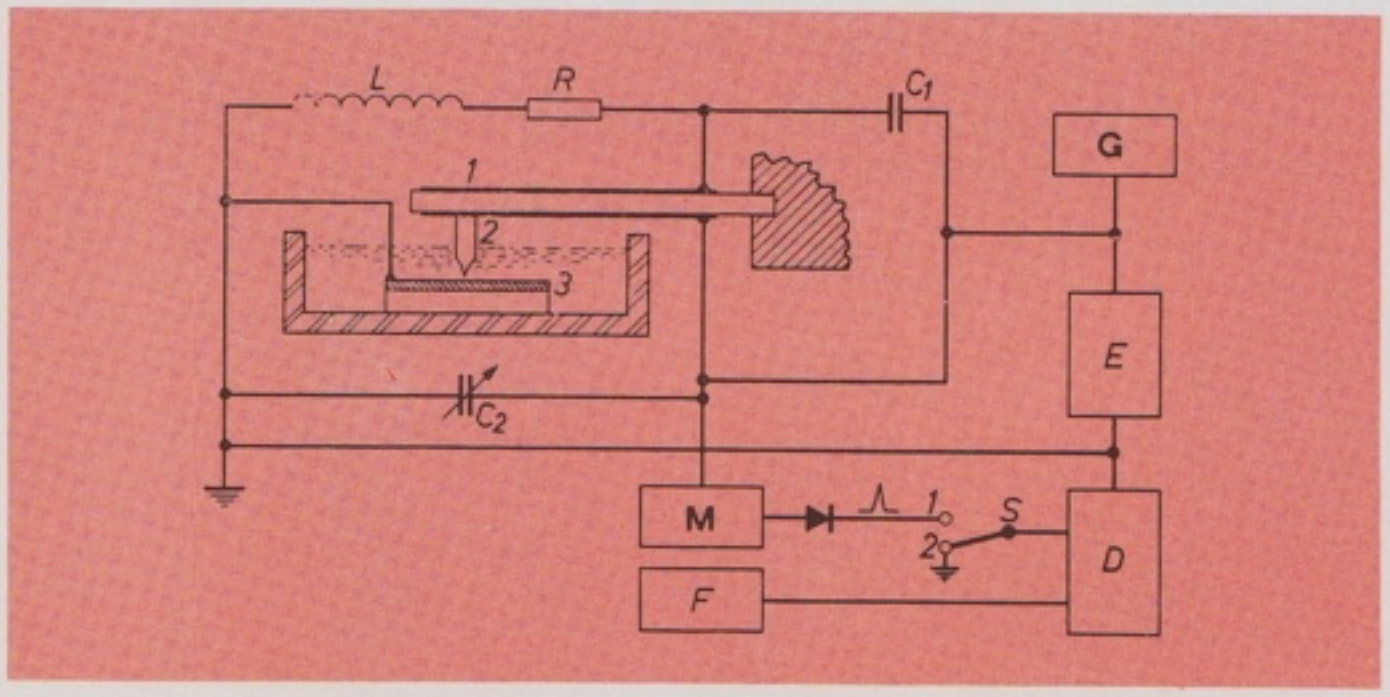


Fig. 5 - Comando piezoelettrico dell'intervallo di scintillazione. 1 = vibratore piezoelettrico; 2 = porta-elettrodo; 3 = pezzo da lavorare. La capacità C_1 presenta la capacità del vibratore, ma mentre L è l'induttore, R la resistenza. C_1 è caricato dalla sorgente di corrente G; C_2 è un piccolo condensatore regolabile. M è un circuito differenziatore che quando il commutatore S si trova in posizione superiore assicura che il circuito bistabile D scatti sotto l'azione della caduta della tensione dopo una scarica. Ciò rende conduttore il circuito di bloccaggio E ed il circuito di scarica viene così cortocircuitato. Un circuito di ripristino F è connesso ad una seconda entrata di D in modo da poter ottenere a comando delle scariche isolate.



La progettazione di una cartuccia riveste notevolissima importanza per i famosi ed apprezzati designers Danesi.

Per questo essi hanno creato la cartuccia Bang & Olufsen **SP 12** capace di fornire eccezionali prestazioni possedendo straordinarie doti di risposta di frequenza e di separazione canali.

Dopo averla creata essi l'hanno chiamata «groovy» per l'ingegnoso ed esclusivo «supporto a croce miniaturizzato» per la puntina ellittica. Quest'ultimo consente al diamante di seguire il solco del disco rilevando anche le incisioni più difficili da riprodurre con tale perfezione da richiamare l'idea di un servitore ubbidientissimo. si ottiene così una riproduzione impareggiabile di ogni nota incisa.

I rivenditori più qualificati di componenti HI-FI conoscono certamente la storia delle cartucce B. & O. e il perché si è giunti a creare il «supporto a croce» dato che questa realizzazione sta riscuotendo i consensi incondizionati dei più autorevoli esperti HI-FI del Mondo. Perciò, se avete un giradischi d'alta qualità, chiedete a loro maggiori notizie, oppure informatevi presso il più vicino punto di vendita G.B.C.

CARATTERISTICHE **Puntina:** ellittica (5x17 μ) in diamante puro. **Risposta di frequenza:** 15÷25.000 Hz ± 3 dB; 50÷10.000 Hz ± 1,5 dB. **Separazione fra i canali:** 25 dB a 1.000 Hz; 20 dB a 500÷10.000 Hz. **Differenza fra i canali:** 2 dB. **Cedevolezza:** 25x10 ⁻⁶ cm/dyna. **Pressione sul disco:** 1-1,5 g. **Livello d'uscita a 1 kHz:** 1 mV a cm/s. **Carico raccomandato:** 47 kΩ. **Angolo d'incidenza:** 15°. **Peso:** 8,5 g.

CARTUCCIA STEREO B. & O. **SP 12** cod. G.B.C. RC/0780-00

ai capi del vibratore, ossia del condensatore C1.

Il funzionamento fa spostare lo elettrodo 2 verso il pezzo sino a che si produce una scarica. Mediante una scelta appropriata di L e di R ci si assicura che la scarica è cessata quando la tensione del condensatore variabile C2 scende ad un piccolo valore.

Grazie alla breve durata delle rilassazioni del circuito comprendente L, R, C1, C2, la tensione di scarica può essere rapidamente raggiunta di nuovo; ciò determina una nuova scarica e così di seguito.

Tuttavia, dopo una serie di scariche, la tensione ai capi del vibratore risulta ridotta in modo tale che la scarica non è più possibile.

Se si sposta il pezzo in un piano orizzontale durante l'operazione di scintillazione, dei tratti molto fini e molto precisi possono essere ricavati nella superficie da lavorare.

Il sistema reagisce immediatamente alle irregolarità dei pezzi per cui non si ha alcuna influenza sulla lunghezza dello spazio di scintillazione.

La precisione e la velocità dei metodi di elettroscintillazione di alta precisione, unitamente alla facilità di installazione ed uso del macchinario, hanno fatto loro assumere una grande importanza anche industriale, quale nuovo insostituibile mezzo tecnologico.

BIBLIOGRAFIA

(1) *N. Mironoff: «Einführung in das Studium der Elektroerosion» - Pubblicato da Microtecnic-Scriptar, Losanna 1968.*

(2) *C. Van Osenbruggen: «Philips Technical Review». Vol. 30 - n. 6-6, pagg. 195-208.*

(3) *P. E. Berghausen e H. D. Brettschneider: «Electro-discharge machining program». Nov. 1960 - luglio 1963. Clearing-house, Washington 1964.*

(4) *H. Opitz: «Funkenerosive Bearbeitung». Westdeutscher Verlag, Köln, 1963.*

(5) *H.S. Carslaw e J.C. Jaeger: «Conduction of heat in solids». Clarendon Press, Oxford 1959, pagg. 75-76.*

SORGENTI DI ENERGIA AUTONOME DI LUNGA DURATA

a cura di P. SOATI

In questo articolo si esaminano brevemente alcune fonti d'energia autonoma a lunga durata nelle quali si impiegano generatori termoelettrici e generatori radioisotopici, entrambi realizzati dalla Thomson-CSF.

I primi studi sulla conversione dell'energia termoelettrica sono stati effettuati, da un punto di vista pratico, attorno al 1958 presso il centro di ricerche fisiche-chimiche del gruppo Thomson. Essi portarono rapidamente alla realizzazione di una serie di generatori, aventi carattere puramente sperimentale, che, dopo aver subito numerose modifiche e perfezionamenti, ebbero parere favorevole da parte di alcuni laboratori incaricati di effettuarne il controllo.

Ma è soltanto in tempi molto più recenti che i lavori di ricerca si sono concretizzati, tanto dal punto di vista industriale quanto da quello commerciale, portando alla costruzione di una gamma di apparecchi termoelettrici nei quali è usato come combustibile il propano, il butano od anche il gas naturale.

Parallelamente allo studio sui generatori termoelettrici, particolare attenzione è stata rivolta ai generatori di calore radioisotopici i quali potevano essere della massima utilità in alcuni campi di applicazioni.

Il limite di questi generatori, per quanto concerne la potenza elettrica, con lo stato attuale della tecnologia, difficilmente può superare i 300 W; potenze superiori potrebbero anche ottenersi, ma ciò non è assolutamente conveniente per ragioni economiche.

L'interesse di queste nuove fonti di energia è dovuto principalmente al loro elevato grado di affidabilità di funzionamento e alla minima manutenzione richiesta. Esse inoltre, sono particolarmente adatte ad alimentare le moderne apparecchiature elettroniche le quali, essendo ormai completamente transistorizzate, assorbono una quantità di energia trascurabile.

PRINCIPI DELLA CONVERSIONE TERMOELETTRICA

La conversione diretta dell'energia termica in energia elettrica per mezzo di termocoppie, si basa sul noto effetto Seebeck, conosciuto da più di un secolo, che è utilizzato correntemente per la misura delle temperature mediante delle termocoppie metalliche.

L'effetto Seebeck si manifesta sotto forma di una f.e.m. «E», in un circuito elettrico, costituito da due conduttori differenti, allorquando una differenza di temperatura ΔT si verifica nel loro punto di giunzione.

In queste condizioni una coppia



Fig. 1 - Il centro di apparecchiature elettroniche della Thomson à Sartrouville. La Thomson dispone di numerosi centri specializzati nei vari settori dell'elettronica.

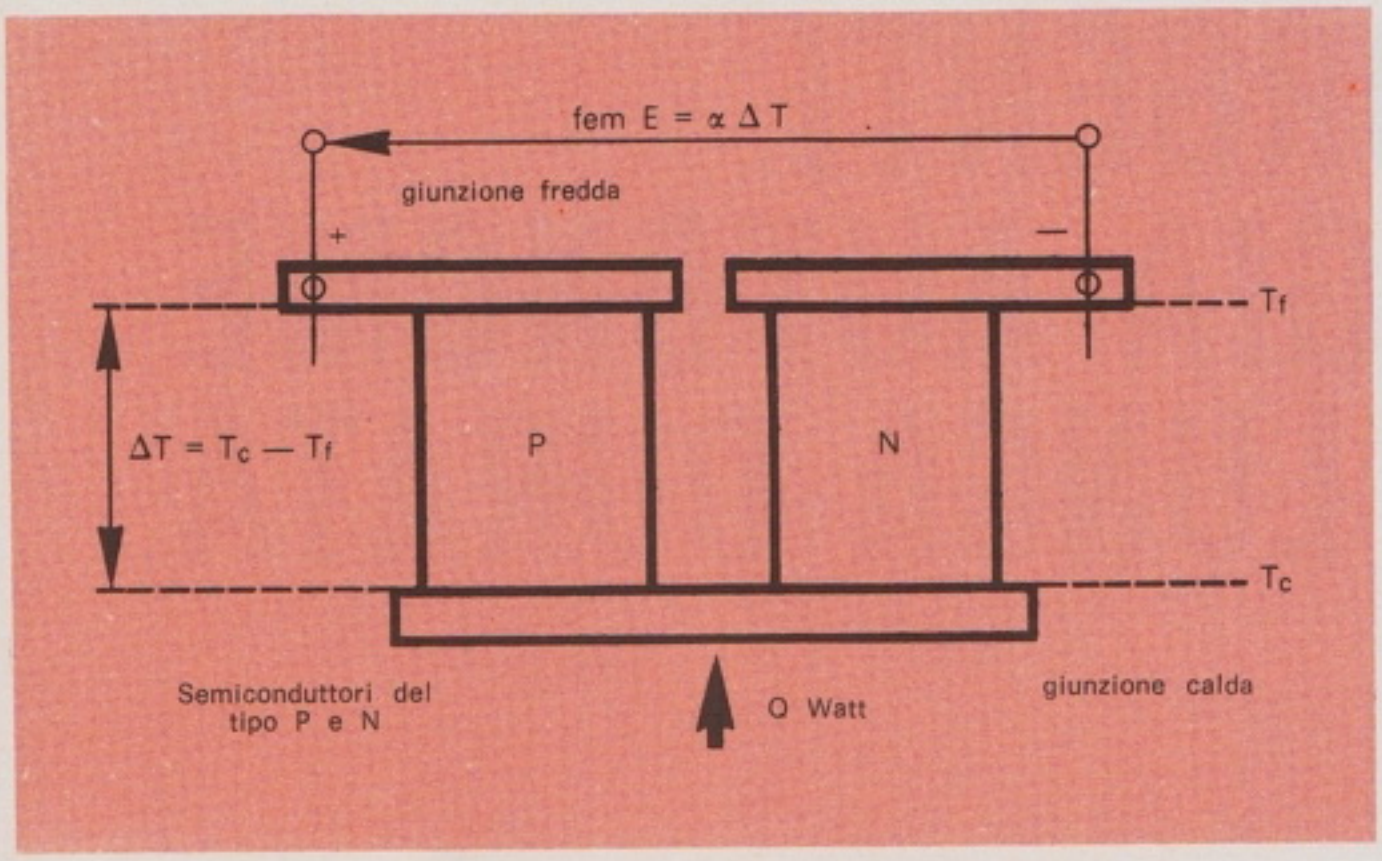


Fig. 2 - Schema di principio di una termocoppia nella quale è impiegato materiale refrattario costituito da semi-conduttori.

del genere può erogare energia elettrica ad un carico che sia collegato ai due conduttori, finché è presente una differenza di temperatura.

Per questo motivo è necessario riscaldare la giunzione calda mediante un bruciatore, oppure una sorgente radioisotopica, e raffreddare la giunzione fredda tramite aria, oppure acqua fredda, che può anche essere acqua di mare.

Mediante un calcolo semplicissimo è possibile stabilire il rendimento massimo di conversione ηco, di una termocoppia:

$$\eta co = \eta c \; f\,(zT)$$

in cui:
ηc corrisponde al rendimento di Carnot di una macchina termica ideale, funzionante tra due stesse temperature calda e fredda.
$f(zT) < 1$, è la funzione crescente del fattore di merito «z» e della temperatura media del materiale che costituisce la coppia.

L'aumento del rendimento si può ottenere sia migliorando il fattore di merito del materiale, sia usando una temperatura di giunzione calda più elevata.

Con l'evoluzione dei semiconduttori è stato possibile migliorare notevolmente il fattore di merito così, ad esempio, recentemente l'aumento della temperatura calda è stato conseguito impiegando dei materiali refrattari come la lega Ge-Si che ha consentito di superare i 1000°C. (fig. 2).

Allo stato attuale, tre tipi distinti di famiglie di materiale sono usate nel campo delle applicazioni pratiche:

a) materiali a bassa temperatura della famiglia del tellururo di bismuto ($Bi_e\ T_{e3}$), che resiste fino ad oltre 300°C.

b) materiali a media temperatura della famiglia del tellururo di piombo (PbTe), per temperature fino a 600°C.

c) materiali per altissime temperature a base di una lega germanio-silicio che, come abbiamo detto sopra, può sopportare temperature fino a 1000°C.

Il rendimento minimo di conversione di questi materiali passa dal 5%, per il tellururo di bismuto fino al 10% per la lega Ge-Si, la quale, molto probabilmente, rappresenterà per molto tempo il limite nella corsa verso le alte temperature.

I progressi che si sono fatti attualmente, e che naturalmente potranno essere perseguiti nel futuro, riguardano soprattutto la realizzazione di coppie collegate in serie fra loro, costituite da materiali differenti, ciascuno dei quali può lavorare entro una gamma di temperatura in cui il suo rendimento è più elevato.

La tecnologia dell'uso di tre tipi distinti di materiali è stata studiata ad esempio, dalla Thomson CSF e brillanti risultati sono stati raggiunti, specialmente per quanto concerne l'invecchiamento delle termocoppie. Naturalmente la scelta dei materiali dipende essenzialmente dall'uso che si vuol fare delle termocoppie.

DESCRIZIONE DI UN GENERATORE TERMOELETTRICO

Che si tratti di un generatore termoelettrico a fiamma o di una sorgente di calore radioisotopica, la disposizione generale degli elementi, in linea di massima è la seguente:
a) un contenitore metallico al centro dell'apparecchio contiene la sorgente di calore, alla quale serve da collettore.
b) un contenitore esterno, generalmente munito di alette, ha lo scopo di disperdere il calore che non è convertito in energia.
c) i termoelementi la cui giunzione calda è in collegamento termico con il collettore e la giunzione fredda in collegamento con il contenitore esterno.
d) l'isolante termico che serve a riempire lo spazio che esiste fra il contenitore esterno ed il collettore.

Le termocoppie sono costituite da due barrette di un materiale semiconduttore, uno del tipo **N**, l'altro del tipo **P**, riunite mediante dei fili collegamento che costituiscono le giunzioni calda e fredda. Tali barrette possono avere una lunghezza compresa fra 2 e 30 mm ed una sezione da 1 a 100 mm^2.

Il rendimento globale che si ottiene attualmente è compreso fra l'1 ed il 3%, per un generatore a fiamma, e dal 2 al 4%, per i generatori radioisotopici.

A prima vista, tali valori possono sembrare piuttosto bassi, ma il continuo progresso nella tecnologia dei materiali permette di sperare che al più presto si conseguiranno dei miglioramenti notevoli.

PRODUZIONE DI ENERGIA ELETTRICA MEDIANTE CONVERTITORI TERMOIONICI RISCALDATI CON ENERGIA NUCLEARE

L'energia nucleare è stata impiegata in molte applicazioni marine; la propulsione delle navi e dei sot-

tomarini è senz'altro la più nota. Lo sfruttamento dei fondi marini esigerà nei prossimi anni delle sorgenti di energia, aventi grande autonomia, sulle quali si dovrà poter fare il massimo affidamento (figura 3).

Le apparecchiature destinate allo sfruttamento dei fondi marini esigono naturalmente dei generatori di energia elettrica; ciò evidentemente non costituisce alcun ostacolo quando si lavora in prossimità della costa poiché in tal caso l'energia può essere prelevata mediante cavi dalla terra ferma. Per contro non pochi problemi, e sempre ardui da risolvere, sorgono quando si deve lavorare in acque profonde al largo delle coste. E' ovvio che in tal caso è necessario disporre di generatori di energia molto compatti che possano essere installati con facilità sul fondo marino. Questi generatori oltre ad avere una potenza sufficiente devono essere in grado di funzionare migliaia di ore ininterrottamente.

La Thomson, anche in questo caso, ha realizzato delle sorgenti di energia elettrica, in grado di fornire oltre 100 kW, associando un reattore nucleare con dei convertitori termoionici.

VANTAGGI DI UN REATTORE NUCLEARE TERMOIONICO

Diversi tipi di sorgenti di energia elettrica, in particolari condizioni, sono in grado di funzionare sotto l'acqua: le pile a lunga durata, gli accumulatori, le pile a combustione, i termoelementi riscaldanti ed i reattori nucleari accoppiati alle turbine. Trascurando le macchine ruotanti, la cui installazione è sempre difficoltosa, si rileva che le pile a combustibile possono erogare potenze elevate, fino a 1000 kW, ma la loro durata è molto breve, pur necessitando di una notevole manutenzione; la potenza dei termoelementi, come abbiamo visto, è invece piuttosto limitata. I reattori nucleari permettono invece di ottenere un livello di potenza elettrica di alcune centinaia di chilowatt con una durata di alcune decine in migliaia di ore. Il rendimento di questo tipo di sorgente, che oltre tutto ha il vantaggio di essere molto silenzioso, può superare, attualmente, l'11%.

REALIZZAZIONE DEI CONVERTITORI

Nella costruzione dei convertitori di tipo nucleare termoionico occorre risolvere due problemi distinti, l'uno relativo al reattore, l'altro ai convertitori. Il problema concernente il reattore nucleare esula evidentemente dall'argomento che ci siamo prefissi di trattare. E' molto più interessante parlare invece dei convertitori, del loro collegamento in serie e del montaggio finale nel reattore.

Un convertitore termoionico è costituito da un contenitore vuoto d'aria, in cui sono contenuti, uno di fronte all'altro, due elettrodi piani, o cilindrici disposti, in questo caso, concentricamente.

Uno dei due elettrodi è portato alla temperatura T_1, l'altro alla temperatura T_2, in modo che $T_1 > T_2$.

L'elettrodo che è portato alla temperatura T_1 è detto emettitore, l'altro collettore.

L'emettitore ed il collettore sono collegati fra loro mediante un circuito esterno, attraverso il quale è inserito il carico.

La differenza di potenziale è uguale alla differenza di potenziale di contatto dei due elettrodi:

$$V_{E1C} = \Phi_C - \Phi_E$$

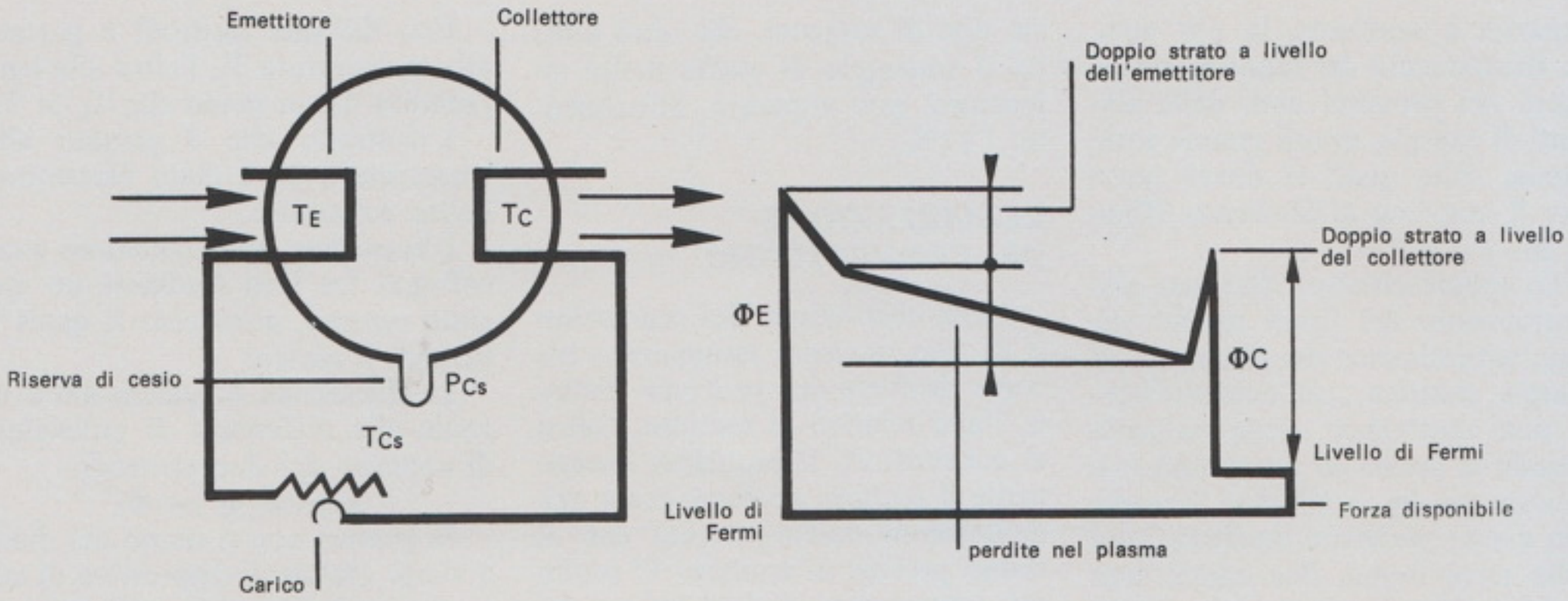
In pratica non si usano dei diodi a vuoto (infatti il dispositivo di cui sopra non è altro che un diodo) per il fatto che la carica spaziale limiterebbe l'emissione di elettroni, ma dei diodi a vapori metallici.

Si producono così degli ioni positivi che neutralizzano la carica spaziale.

Il vapore metallico si ottiene usando dei metalli il cui potenziale di ionizzazione è molto basso ed in



Fig. 3 - Un laboratorio galleggiante per lo studio del fondo marino costruito dal noto comandante francese Cousteau.



$$J_s = AT^2 \exp.\frac{\Phi}{kT} \quad \text{A.cm}^{-2} \qquad \Phi \text{ metallo} + C_s \qquad \Phi \text{ metallo nudo} \geqq \Phi \text{ metallo} \geqq \Phi \underset{T\ C_s}{C_s}$$

Fig. 4 - Schema elettrico di principio di un diodo al cesio e relativa caratteristica.

modo che possa essere ionizzato soltanto dal potenziale di superficie dell'emettitore.

Nelle applicazioni pratiche si usa il cesio, che ha un potenziale di ionizzazione di 3,9 eV, e che nel diodo assolve ai seguenti compiti:

1) produce gli ioni positivi che neutralizzano la carica spaziale.

2) l'assorbimento di cesio da parte dell'emettitore produce un abbassamento del potenziale di uscita.

3) l'assorbimento del cesio da parte del collettore produce lo stesso effetto di cui al punto 2.

La figura 4 si riferisce allo schema di principio di un diodo del genere.

Se gli elettrodi sono immersi nel cesio, il rendimento dell'emissione elettronica è molto elevato e così pure il processo di ionizzazione e ciò perché una gran parte del calore trasmesso all'emettitore è trasformato in elettroni ed il 12%, circa, in elettricità che è inviata al circuito esterno.

L'emettitore è realizzato con del materiale che ha un basso livello di evaporazione; in genere è costituito da molibdeno ricoperto con tungsteno.

Anche il collettore è realizzato con del materiale refrattario: sovente si usa il niobium con l'1% di zirconio, con cesio liquido, fino a 300°K, oppure con cesio e grafite pirolitica fino a 900°K.

Partendo da un convertitore da 100 W può essere interessante studiare un convertitore di potenza maggiore. I calcoli termici ed elettrici dimostrano che è opportuno non oltrepassare la potenza di 300 W se si vogliono mantenere le perdite entro dei limiti accettabili.

In primo luogo è interessante notare come la durata dei moduli da 100 W e da 300 W sia molto lunga e sempre superiore alle 10.000 ore e che nel caso dei convertitori da 300 W la potenza viene fornita dalla tensione di 0,7 V con corrente di 380 A.

Per ottenere potenze molto maggiori si ricorre all'espediente di collegare in serie fra loro più convertitori in modo da ottenere la potenza di 1 kW con un rendimento dell'11%.

Per avere a disposizione una potenza dell'ordine di 100 kW, come è richiesta in molti casi, si riuniscono in serie fra loro 100 gruppi da 1 kW. Pertanto in queste condizioni la tensione fornita dai quattrocento diodi, sale a 280 V (0,7 x 400 = 280) mentre il valore della corrente, essendo il collegamento in serie, resta sul valore di 380 A.

Il volume di un convertitore di questo tipo è di 0,065 m^3, l'altezza di circa 130 cm ed il peso, escluso il reattore, di 2500 kg. La potenza del reattore dovrà essere dell'ordine di 1 MW.

La durata di questo generatore può essere valutata in non meno di 20.000 ore per lavoro continuativo.

GENERATORI TERMOELETTRICI A FIAMMA IN MEZZO MARINO

La THOMSON CSF costruisce una serie di apparecchi standard aventi la potenza nominale di 25, 50 e 100 W.

La conversione termoelettrica è effettuata mediante delle termocoppie a media temperatura (550°C) riunite in moduli da 35 W ed incapsulate, in atmosfera inerte, entro delle scatole di acciaio stagnato inossidabile, che ne assicurano una buona protezione nei confronti degli agenti marini.

La sorgente di calore è costituita da un bruciatore speciale che è stato oggetto di studi particolari e di lunghe esperienze il quale, fra l'altro, deve rispondere alle seguenti esigenze: **a)** - resistenza alla corrosione, **b)** - ripartizione della temperatura; **c)** - protezione della fiamma, oltre ad altre sulle quali non è il caso di intrattenerci.

Il bruciatore è stato progettato in modo che possa funzionare tanto con propano o butano quanto con gas naturale, procedendo alla sola sostituzione degli iniettori.

Questi generatori possono essere utilizzati tanto a terra quanto sul mare contenuti entro apposite boe

galleggianti. Quest'ultima soluzione è facilmente conseguibile se si pensa che il propano è utilizzato normalmente per alimentare i fanali che sono collocati nelle boe galleggianti. Sono state eseguite delle prove per stabilire il grado di corrosione dovuto all'atmosfera marina. L'esame dei componenti un generatore, ed in modo particolare il bruciatore, i moduli di servizio ed il radiatore ha dimostrato che dopo un anno di esercizio continuativo non si erano manifestati principi di corrosione.

Il generatore può anche essere contenuto in una scatola metallica ermeticamente chiusa che comunichi con l'esterno mediante due soli tubi alti parecchi metri ciascuno: uno per l'ingresso dell'aria fresca, l'altro per evacuare l'aria calda ed il fumo. Un sistema del genere è in funzione attualmente presso la stazione a fasci herziani di Sérans, dove è installato in un recipiente metallico interrato. Nello stesso contenitore sono contenuti gli apparecchi radio che servono ad effettuare un ponte radio ed il generatore termoelettrico (il ponte radio è del tipo TFH 632, assorbe la potenza di 40 W e funge sulla frequenza di 406-470 MHz).

In caso di tempeste molto forti, che possono provocare lo spegnimento della fiamma del bruciatore, esiste un dispositivo che provoca la riaccensione automatica e che eventualmente può anche essere radiocomandato a distanza.

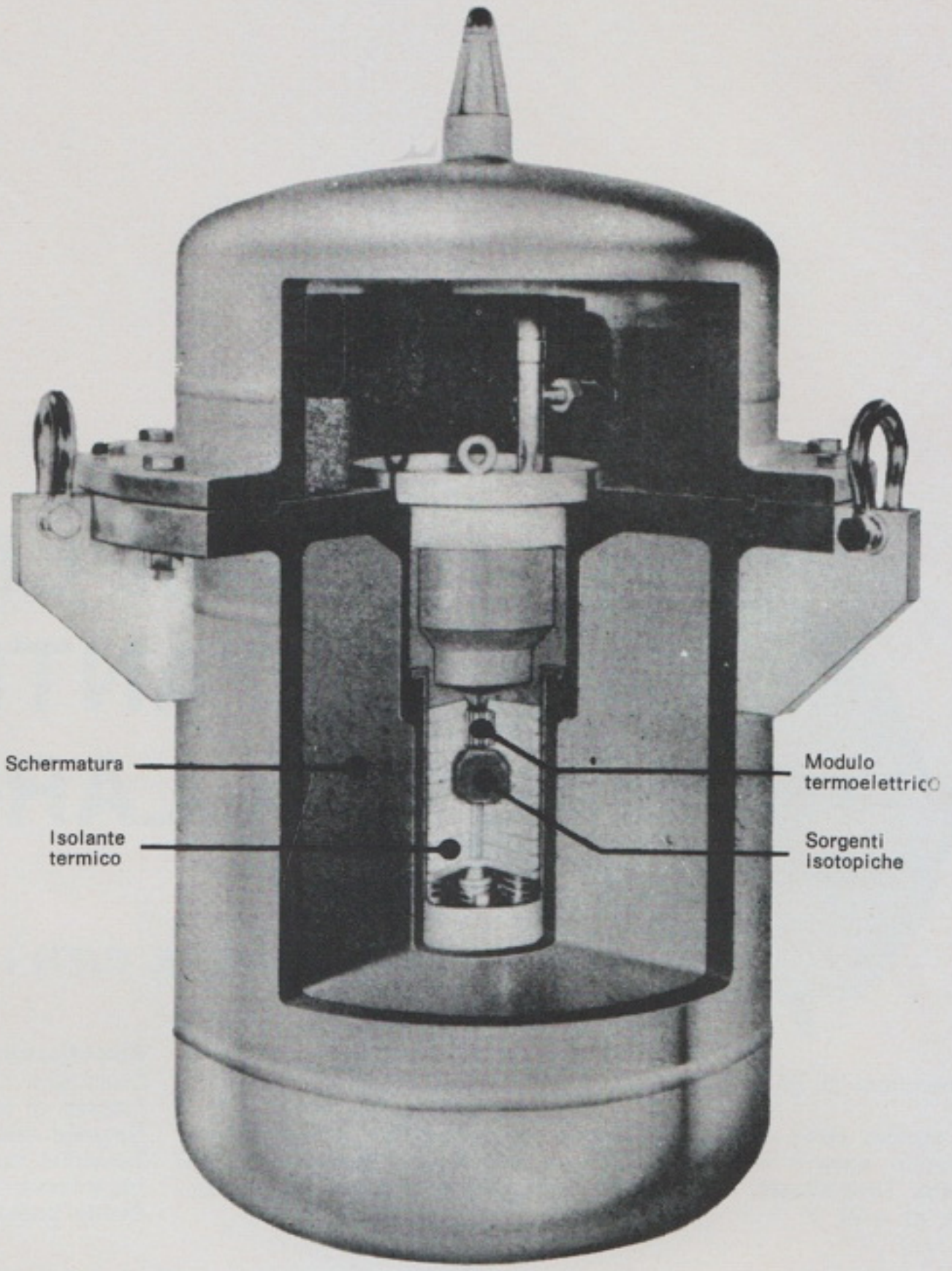


Fig. 5 - Esempio di generatore termoelettrico con sorgente di alimentazione radioisotopica, per essere destinato a fornire energia elettrica nei fondi marini.

GENERATORI RADIOISOTOPICI MARGHERITA

I generatori termoelettrici con alimentazione radioisotopica sono costruiti dalla Thomson in diverse serie. Nel modello Margherita 2 di debole potenza (125 mW su 0,5 V) nel quale si impiega materiale a bassa temperatura (tellururo di bismuto), le temperature di giunzione calda e fredda, sono rispettivamente di 200°C e 20°C.

La potenza della sorgente di alimentazione è di 650 curie, ossia di 4,4 W termici. Per impieghi marini questi generatori possono essere impiegati fino a profondità di 1000 m

Il generatore Margherita 20 ha invece una potenza compresa fra 20 e 25 W, mentre la potenza della sorgente radioisotopica è di 780 o 880 W. La conversione termoelettrica è stata realizzata mediante lo impiego di 42 coppie in lega germanio-silicio la cui giunzione calda raggiunge i 900°C per funzionamento normale.

Questo apparecchio, dopo aver subìto un lungo collaudo di laboratorio, è stato immerso per alcuni mesi nel mare Mediterraneo e successivamente è stato installato definitivamente nel Golfo Persico.

Il suddetto generatore deve essere impiegato in tutti quei casi in cui sia necessario disporre di una potenza di 20 W con una elevata autonomia ed un elevato grado di affidabilità di funzionamento.

I vantaggi che si ottengono compensano, in questo caso, il suo prezzo piuttosto elevato (circa cinquanta volte il prezzo di un generatore a fiamma della stessa potenza). Naturalmente il Margherita 20 è particolarmente adatto ad essere usato nelle grandi profondità marine.

Concludiamo queste brevi note rilevando che mentre i generatori a fiamma sono maggiormente indicati per usi in superficie, sia marina che terrestre, i generatori radioisotopici sono assolutamente indispensabili per le applicazioni sottomarine.

PRESTEL

a prezzo
+ conveniente



AMPLIFICATORE D'ANTENNA A LARGA BANDA

tipo LB2

RISOLVE TUTTI I PROBLEMI

Dimensioni ∅ 80 x 60 mm.

Lo stesso cavo di discesa serve ad alimentare i transistori. Possono essere resi «passanti» o «di linea» dissaldando da massa l'impedenza collegata al morsetto «entrata» e collegandola al +24 V.

Amplificatore a larga banda	(40 ÷ 860 MHz)
Guadagno	15 ÷ 20 dB
Fattore di rumore	6 ÷ 9 kto
Segnale massimo d'entrata	12 mV
Tensione massima d'uscita	110 mV
Impedenza entrata-uscita	75 Ω
Banda passante	40 ÷ 860 MHz

AMPLIFICA TUTTI I CANALI VHF UHF



ALIMENTATORE STABILIZZATO

tipo A2L

A funzionamento continuo con qualsiasi stabilizzatore o direttamente sulla rete 220 V c.a.

Alimentatore stabilizzato, atto ad alimentare uno o due amplificatori LB2 in serie.

220 V c.a.

24 V c.c. stabilizzati (— a massa)

Impedenza entrata-uscita 75 Ω.

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

PRESTEL

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

SINTONIA ELETTRONICA NELLE AUTORADIO

Presentiamo qui uno studio del problema della sintonia elettronica applicata ai ricevitori per automobili seguendo i concetti che portarono al progetto del ricevitore auto-radio Coburg della Blaupunkt.

L'applicazione dei diodi a capacità variabile e per commutazione di sintonizzatori VHF e UHF dei televisori trasformò completamente la costruzione del cosiddetto sintonizzatore particolarmente dal punto di vista meccanico, eliminando l'ingombrante e delicato commutatore a tamburo, in VHF, e abolendo il condensatore variabile in UHF. Ne risultarono notevolmente diminuite le dimensioni e il costo, mentre il sistema rese possibili interessanti soluzioni di comando per la scelta del canale, ottenuto cioè mediante tasti.

Un così favorevole risultato incoraggiò tecnici e progettisti a studiare sistemi analoghi per la ricerca della sintonia sui ricevitori radiofonici tuttora funzionanti con il classico condensatore variabile.

L'applicazione dei diodi a capacità variabile (varicap) nelle normali gamme di ricezione AM incontra però attualmente varie difficoltà, ossia:

1) La variazione di capacità, o meglio, il rapporto fra la capacità massima e minima del condensatore deve essere tale da permettere la copertura della rispettiva gamma. Nel caso delle onde medie aventi, come è noto, un rapporto di frequenze $n = 1600 : 530 = 3$, il rapporto di capacità deve essere 9. E' noto infatti che il rapporto di capacità deve essere il quadrato del rapporto di frequenza.

Un tale rapporto di 9 fra la capacità massima e quella minima (inclusa quella propria del circuito sul quale il diodo è collegato, la cosiddetta capacità residua) è difficilmente raggiungibile coi diodi attualmente a disposizione.

2) Le perdite del condensatore variabile, specialmente in aria, sono ridottissime, e ciò permette di raggiungere l'elevato fattore di merito necessario nei ricevitori funzionanti con antenna a ferrite per elevarne il valore dell'altezza efficace. Nei diodi varicap invece le perdite divengono particolarmente forti verso l'estremo della caratteristica, inconveniente che si riscontra quando si deve sfruttare l'elevato rapporto di capacità, ossia nel caso della gamma OM unica.

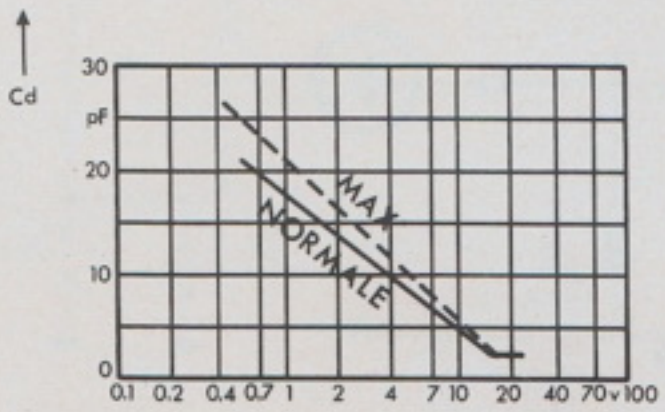


Fig. 1 - Caratteristica tensione-capacità di un tipico varicap speciale per UHF.

Similmente, si può ripetere per quanto riguarda l'imprecisione di capacità che interviene nella produzione dei varicap e che determina errori nell'allineamento, ovvero nella messa in passo dei circuiti.

3) Per ottenere la massima variazione di capacità, necessaria per la copertura della gamma, occorre una tensione di polarizzazione applicata al varicap di 30 V. Nel caso di ricevitori alimentati con batterie ciò costituisce una difficoltà, tanto più che al fine di garantire la necessaria stabilità di sintonia detta tensione deve essere stabilizzata.

Quanto sopra, ripetiamo, vale per ricevitori a modulazione di ampiezza. Per quelli a modulazione di frequenza il problema si presenta in maniera più favorevole in quanto il rapporto di frequenza della gamma FM è minore, ossia $n = 105 : 88 = 1{,}2$. In fig. 1 riportiamo un esempio tipico di caratteristica tensione-capacità di un varicap impiegato nella gamma FM. Come si vede, il rapporto di capacità $n_c = 1{,}2^2 = 1{,}44$ è facilmente raggiungibile anche con tensioni applicate varia-

bili fra 1 e 10/12 V, che corrisponde alla tensione della batteria di bordo.

Tuttavia, dato che la gran maggioranza dei ricevitori comprendono sia le gamme AM che FM, tenuto conto di quanto sopra, il problema della sintonia elettronica nei ricevitori domestici e portatili risulta, almeno per ora, accantonata.

LA SINTONIA ELETTRONICA NEL RICEVITORE AUTORADIO

Nei ricevitori funzionanti su automobili, il problema si presenta diversamente e con altri aspetti che si riassumono in una facile ricerca delle stazioni unitamente ad una riduzione delle dimensioni.

Il vantaggio della sintonia elettronica ottenuta con diodi varicap, è anzitutto quello di permettere il comando della sintonia mediante variazioni di tensione.

Ciò permette all'utente di predisporre una volta tanto una stazione e di poterla successivamente riascoltare con la pressione di un tasto che funziona da semplice interruttore. Finora una tale predisposizione e successiva ricerca delle stazioni era ottenuta mediante un sistema meccanico consistente nel trasformare il movimento lineare che si ha durante la pressione di un tasto, e che ammonta a ca. 1 cm, in un movimento rotatorio per il condensatore variabile o in un altro movimento lineare più ampio (5-6 cm) nel caso in cui l'elemento variabile sia il variometro. Come si comprende, detto sistema meccanico richiede una costruzione di precisione e tuttavia in pratica risulta di funzionamento delicato.

Per tali ragioni la sintonizzazione elettronica su ricevitori d'auto, si impone.

Le difficoltà elencate in 1), 2), 3) a proposito dei diodi varicap funzionanti nelle gamme AM possono venire «girate» suddividendo la gamma stessa delle OM in due o tre sottogamme.

Nel caso di due gamme esse risultano: 520 - 900 kHz e 900-1560 MHz e il rapporto di dette gamme parziali si riduce a 1,73 per il quale si richiede un rapporto di capacità di $1{,}73^2 = 3$. Per detto rapporto i diodi attualmente disponibili si prestano soddisfacentemente e cadono le difficoltà precedentemente enumerate.

In linea di principio lo schema di sintonizzazione elettronica risulta come in fig. 2 dove per semplicità fu indicato un solo stadio in FM e uno in AM, ognuno sintonizzato con diodi ai quali giunge la tensione predisposta sui potenziometri P1 e P2 e inserita mediante tasti T1 e T2 ecc.

Il numero dei potenziometri e dei tasti corrisponde al numero delle stazioni preselezionabili. L'utente, dopo aver scelta la stazione agendo una volta tanto sui potenziometri P1 e P2, ecc., si ritroverà istantaneamente le stesse stazioni premendo semplicemente un tasto. Detto sistema è determinato **sintonia elettronica a tasti.**

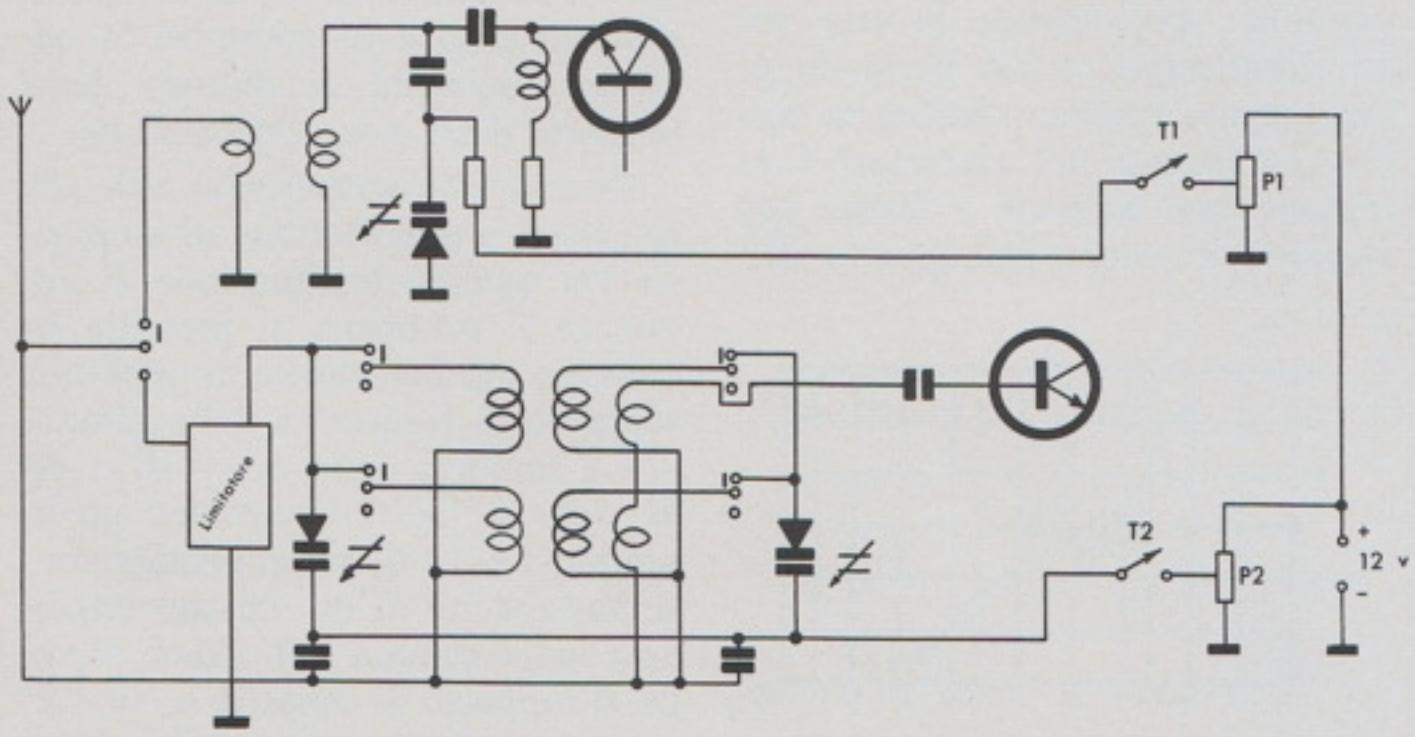


Fig. 2 - Il disegno illustra lo schema di principio della sintonia elettronica a tasti.

LA SINTONIA ELETTRONICA CON RICERCA AUTOMATICA

In questo caso l'utente preme il cosiddetto bottone di «start» e l'indice si mette in moto esplorando tutta la gamma. Qualora durante l' escursione viene ricevuta una stazione, l'indice si ferma.

Pure questo sistema di ricerca automatica esiste sotto **forma meccanica** con la quale premendo il bottone di start si mette in moto un motorino elettrico il quale aziona il condensatore variabile o il variometro. Un opportuno dispositivo, basato su un discriminatore, provvede ad arrestare il motorino al momento opportuno. Una successiva correzione automatica da parte del discriminatore, perfeziona la sintonia.

Nel **sistema elettronico** la parte meccanica risulta eliminata con gli evidenti notevoli vantaggi e l'escursione della gamma viene effettuata da una tensione proveniente da un generatore a dente di sega.

Naturalmente, anche questo sistema presenta difficoltà; a parte la necessità di circuiti più complicati, occorre che le stazioni durante le escursioni non vengano saltate; oppure che una stazione relativamente debole non venga «trascinata» da una più potente.

Esiste inoltre il pericolo che le tensioni di entrata proveniente da stazioni di segnale intenso e che risultano, applicate tramite i circuiti oscillanti, sui diodi varicap, determinino da parte di questi una disintonizzazione del segnale ricevuto che produrrebbe una modulazione di ampiezza aggiunta, e perciò una distorsione col pericolo, in presenza di altre stazioni, di introdurre la modulazione crociata. Per eliminare detto inconveniente, un efficiente stadio di controllo automatico (limitatore) è introdotto subito dopo l'antenna.

In un ricevitore di classe risulta inoltre desiderabile la presenza di un **commutatore di sensibilità** con lo scopo di scegliere le stazioni più intense (locali) che sono quelle di maggiore interesse; inoltre un **soppressore dei disturbi** che si generano fra una stazione e l'altra.

Un dispositivo per la ricerca elettronica della sintonia, funziona

in linea di massima come in fig. 3. Il punto di partenza è dato da un generatore a dente di sega la cui tensione di uscita viene utilizzata per la sintonia dei diodi a capacità variabile, posto nella sezione AF. Ricevuta una stazione, il discriminatore genera un segnale che impedisce un ulteriore aumento della tensione di sintonia.

La stazione viene così sintonizzata e mantenuta sulla metà della sintonia mediante l'azzeramento della tensione che si determina nel ponte del discriminatore. Premendo il tasto «start» si inserisce nuovamente il generatore a dente di sega e la tensione di sintonia aumenta fino a che viene nuovamente trattenuta dalla prossima stazione che si incontra. Nel frattempo il comando per l'avanzamento è disposto in modo che il tasto può venire immediatamente rilasciato. Dalla tensione di sintonia che nasce durante la ricerca, è possibile prelevare un segnale per il soppressore dei disturbi e per il commutatore di sensibilità che una volta raggiunta la sintonia si esclude.

Un semplice circuito di comando di un generatore a dente di sega è rappresentato in fig. 4. Attraverso una resistenza R (per ottenere la linearizzazione, può venir impiegato anche un generatore a corrente costante) viene caricato un condensatore C. Quando la tensione sul condensatore raggiunge un certo valore (estremo della gamma) un interruttore funzionante in dipendenza della tensione provvede alla sua scarica. Così la carica si rinnova.

Il transistore T assorbe poca corrente. Se ricevendo una stazione la tensione del discriminatore varia dalla posizione di zero verso il positivo, il transistore T diviene conduttivo e assorbe la corrente di carica, cosicché la tensione che comanda il diodo di sintonia D resta costante, e la stazione rimane bloccata.

Siccome la costante di tempo RC, tenuto conto del tempo impiegato nella ricerca non può essere scelta a grande volontà, esiste il pericolo del salto sulle stazioni potenti laterali quando la stazione sintonizzata si indebolisce momentaneamente. La tensione di sintonia può

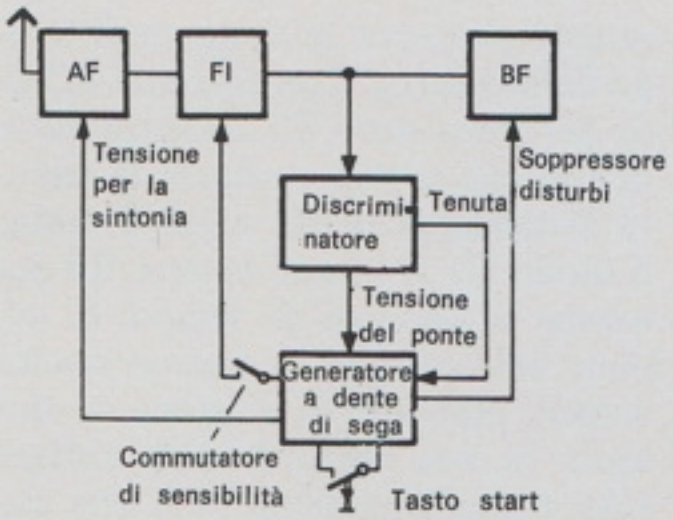


Fig. 3 - Schema di principio della ricerca della sintonia elettronica.

in un tempo relativamente breve, spostarsi sul valore della stazione laterale.

Un circuito dotato di notevoli miglioramenti e che risponde bene ai requisiti di cui sopra, è rappresentato in fig. 5. Un condensatore C, che può caricarsi e scaricarsi su di un commutatore comandato dalla tensione, viene caricato da un impulso passante attraverso un transistore T che normalmente è interdetto. La tensione di sintonia prelevata con resistenza elevata, assume dunque durante il percorso, un andamento a scalini. Quando viene ricevuta una stazione, il generatore d'impulso viene posto fuori funzionamento dal discriminatore. La tensione sul condensatore C perciò diminuisce lentamente in conseguenza della scarica propria. Quando per effetto dello spostamento risultante della stazione il discriminatore risulta dissintonizzato, esso libera il generatore d'impulso fino a che viene nuovamente raggiunta la sua posizione zero.

Con questo circuito la tensione di sintonia risulta indipendente dai vari fattori avendo una grande costante di tempo. L'unico inconveniente caratteristico risiede nel fatto che, a causa delle successive cariche impulsive, intervengono delle

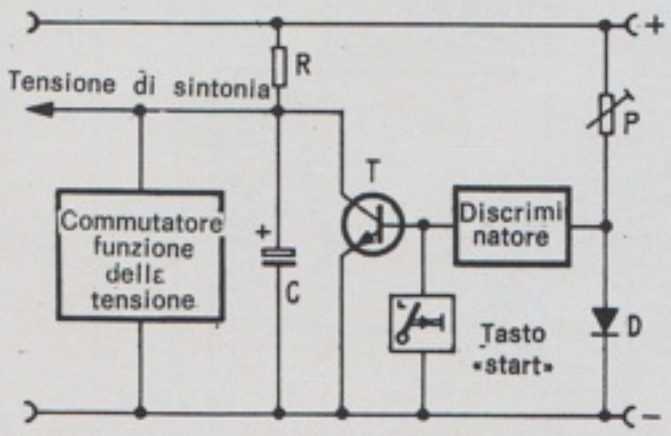


Fig. 4 - Comando di un generatore a dente di sega.

piccole oscillazioni che in AM, data la stretta larghezza di banda della F1, possono manifestarsi come variazioni di volume. Inoltre, il circuito è molto costoso.

Alquanto più economico è il circuito di fig. 6 il quale ha le stesse proprietà, anche migliorate. Anzitutto vengono eliminati gli impulsi che disturbano. Inoltre qui il condensatore può venir scelto molto più piccolo venendo la tensione di sintonia ottenuta mediante un integratore di Miller (transistore T3). Risulta così eliminato il condensatore elettrolitico con la sua resistenza residua, essendo sufficiente la capacità di un condensatore a carta.

Per una migliore comprensione ricordiamo brevemente il funzionamento di un integratore di Miller. Esso consta di un amplificatore (transistore T3), la cui uscita è collegata attraverso un condensatore C con la sua entrata. Perciò all'entrata, la capacità risulta moltiplicata per l'amplificazione di tensione, ossia C' = a C.

Questo può ancora venir caricato e scaricato su una resistenza rappresentata da R1 e R2. Sull'uscita si forma perciò una tensione a dente di sega corrispondente alla costante di tempo t = a R.C. Data la forte controreazione, questa è molto lineare. Comandando opportunamente l'integratore di Miller, è possibile invertire o arrestare il dente di sega in ogni punto. A ciò provvede durante la ricerca il discriminatore la cui azione viene amplificata da un amplificatore differenziale (T1 e T2).

Per eliminare l'eventuale dissimetria anche qui si impiega un accoppiamento attraverso una resistenza variabile R3. Per ogni punto del dente di sega, l'integratore di Miller richiede una tensione di comando proporzionale alla tensione di uscita invertita. Se si invia una piccola frazione del dente di sega verso la entrata, non è necessario che questa tensione venga prelevata dal discriminatore.

Con una giusta regolazione di questo accoppiamento, la ricerca si ferma dappertutto dove viene lasciata, come una palla su di un piano orizzontale. Una stazione può, perciò, sparire temporaneamente

senza che vari nulla perché la tensione di tenuta necessaria risulta già vicina allo zero. Inoltre, per migliorare il funzionamento, si è provveduto a far sì che con l'avanzamento il transistore T1 risulti bloccato.

La caduta di tensione ai capi di R2 è perciò così grande che il diodo D1 va in conduzione cortocircuitando la resistenza in parallelo. Essa diviene perciò trascurabile per quanto concerne la costante di tempo della ricerca. Con corrente di base del transistore T3 trascurabile e in sintonia con la stazione, la caduta di tensione su R1 e R2 è nulla; il diodo D1 si blocca mentre R2 aumenta la costante di tempo. Si ottiene con ciò che la ricerca risulta veloce, però con la stazione in sintonia la sua tensione può variare solo molto lentamente, ciò che elimina il trascinamento su stazioni vicine potenti.

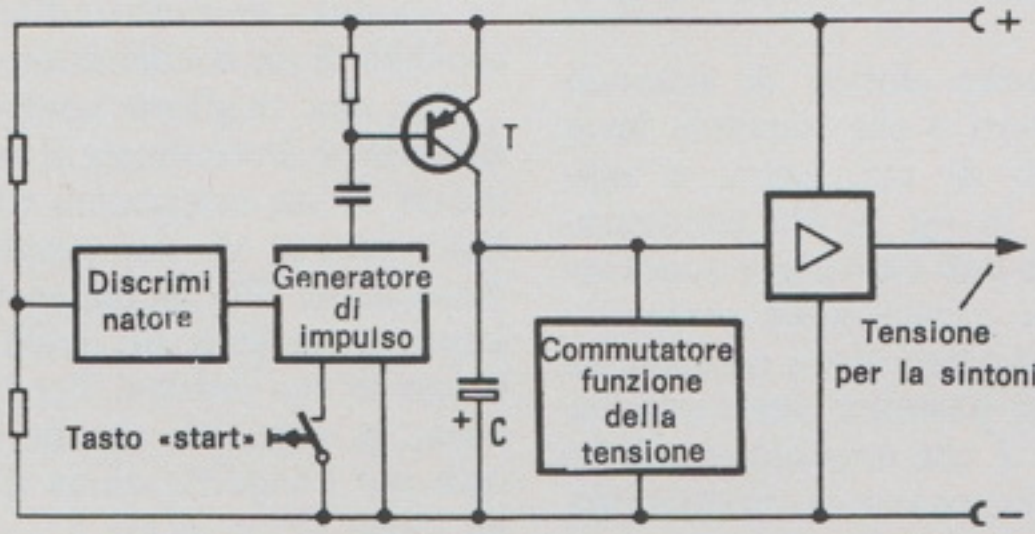


Fig. 5 - Circuito migliorato per il comando di un generatore a dente di sega.

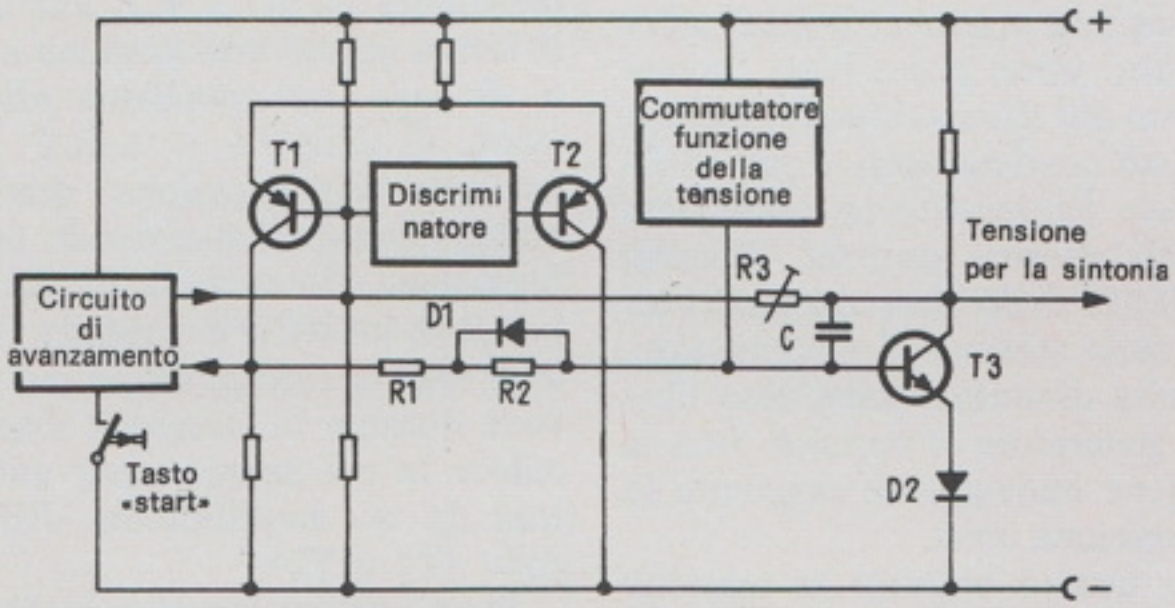


Fig. 6 - Ulteriore miglioramento rispetto al circuito precedente.

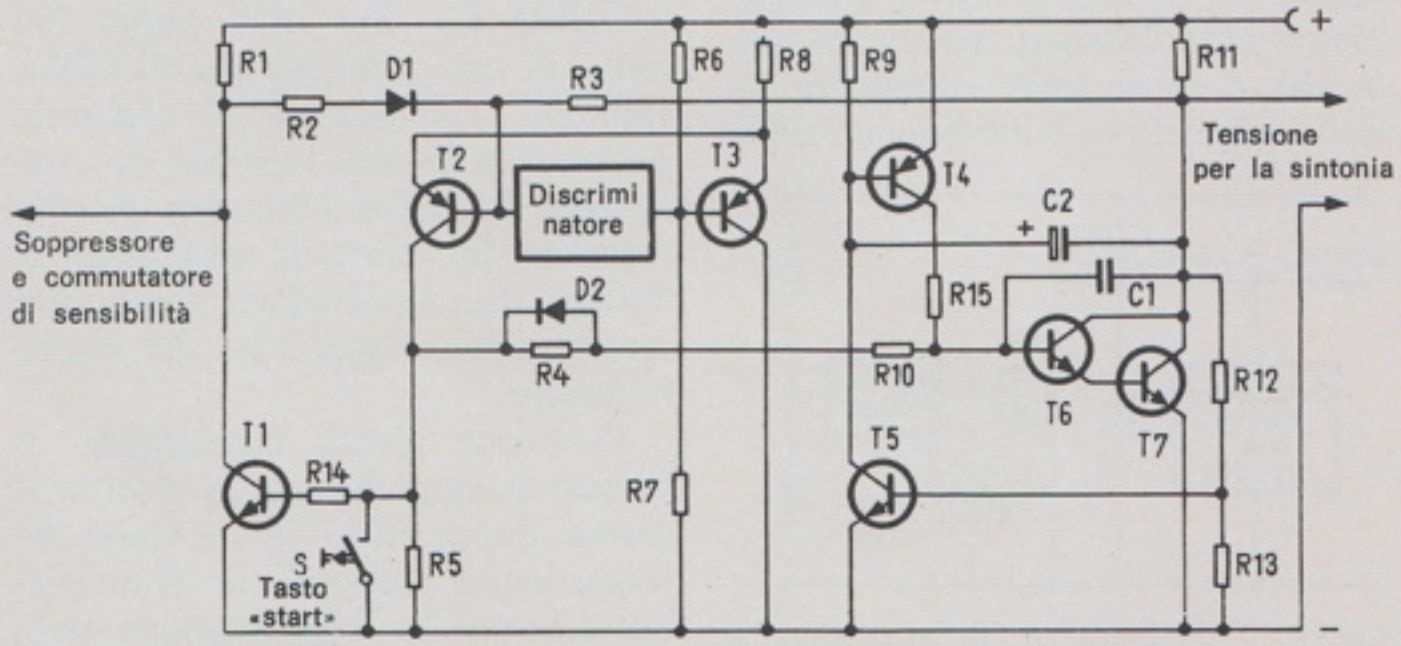


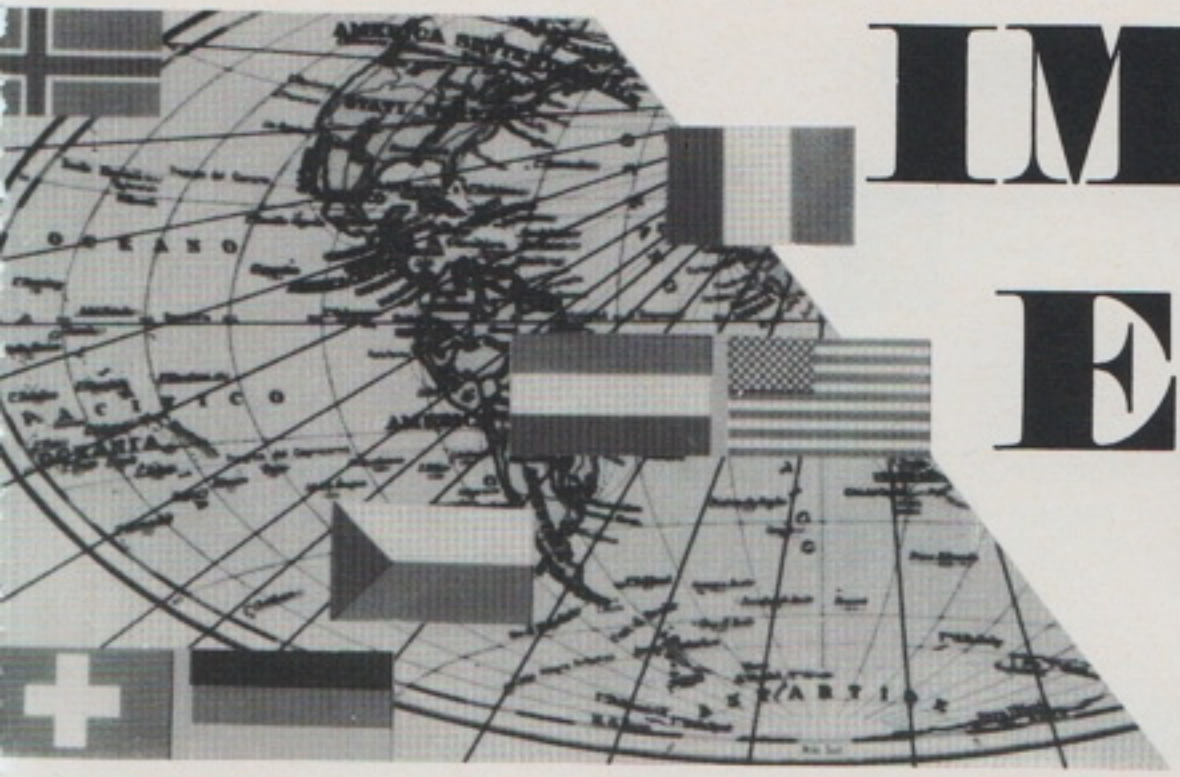
Fig. 7 - Il disegno illustra il circuito per la ricerca automatica impiegato nel Coburg.

Questo circuito soddisfa tutti i requisiti di cui sopra.

La fig. 7 rappresenta in parte il circuito impiegato nel ricevitore Coburg della Blau-punkt. Come si vede, il discriminatore pilota, con la tensione generata dalla stazione ricevuta tramite l'amplificatore differenziale, l'integratore di Miller T6, T7, disposto qui in circuito Darlington. L'arresto alla fine della gamma è effettuato mediante i transistori T4 e T5. Mediante le resistenze R12 e R13 la tensione di sintonia viene inviata alla base di T5 che diviene conduttiva quando viene raggiunta la tensione finale del dente di sega. Perciò diviene conduttivo anche T4 e l'integratore di Miller (T6/T7) si commuta sullo zero. Il fenomeno continua con la carica di C2 fino a che T6/T7 diviene conduttivo.

Per immagazzinare il comando del segnale di avanzamento, serve il transistore T2. Premendo il tasto di avanzamento start S viene circuitata R5. Il discriminatore non ha più nessuna influenza e il dente di sega prosegue. Contemporaneamente si blocca il transistore T1 che aprendo il tasto S, mantiene bloccato il transistore T2 tramite le resistenze R1 e R2 e il diodo D1. Tuttavia, essendo T2 leggermente polarizzato, diviene subito conduttivo quando, sul discriminatore, appare per effetto di una stazione una variazione di tensione. Successivamente, diviene conduttivo anche T1 e si commuta sul diodo D1. Da T1 può venir prelevata l'informazione per il circuito di soppressione dei disturbi durante la ricerca mentre detto segnale viene contemporaneamente utilizzato anche per il circuito di cambio di sensibilità. Benché desiderabile, non è indispensabile la stabilizzazione della tensione di alimentazione, ciò perché, grazie anche all'integratore di Miller, il circuito possiede anche un elevato grado di autoregolazione.

Come si vede, il circuito risulta di un notevole grado di complicazione elettrica; però con l'adozione dei circuiti integrati sarà possibile in parte ridurre tale difficoltà. Ci troviamo senza dubbio in presenza di un nuovo caso in cui la soluzione elettronica prevale su quella meccanica.



IMPORT EXPORT

GIAPPONE

Con provvedimento entrato in vigore il I° Ottobre 1971 è stata soppressa ogni restrizione quantitativa all'importazione in Giappone di pannelli elettronici per telefonia (voce tariff. N° 85-13) e di alri apparecchi elettrici per «l'interruzione e regolazione di tensione ed intensità» (voce tariff. N° 85-22).

Sempre a partire dalla stessa data è stata disposta la liberalizzazione di convertitori digitali, analogici e convertitori digitali-analogici.

SENEGAL

Con decreto del consiglio dei ministri il Senegal ha disposto la riduzione dal 25% all'11,90% dell'aliquota della tassa scambio gravante sull'importazione di apparecchi radioriceventi.

CHIEDONO E OFFRONO

N.B. - Le informazioni che seguono sono date senza garanzia da parte di questa Rivista.

Nigeria

«Mossa Entreprises», 164 Clifford Street, P.O. Box 1116 Yaba (Lagos). Questa impresa che si occupa di gare ed appalti civili e militari sarebbe interessata ad entrare in contatto con ditte italiane per l'eventuale collocazione in Nigeria di materiale elettronico.

Belgio

Sono richiesti saldatori, antenne TV, condensatori e commutatori. Per ulteriori ragguagli rivolgersi alla Camera di Commercio ed Industria Italo Belga, via Mascheroni 2, Milano.

Francia

La «Artimport S.A.», 7 rue Portefoin, 75-Parigi 3° esaminerebbe proposte d'importazione in Francia di apparecchi radio a transistori.

Giordania

La «Emadco Trading & Commission Agency», P.O. Box 1801, Amman, è interessata ad eventuale importazione in Giordania di apparecchi radio e TV.

Qatar

La «Oriental Trading Company», P.O. Box 96, Doha è interessata a cavi e fili elettrici, lampadine e tubi fluorescenti.

Spagna

La ditta «Pietro Garbati» importerebbe materiale elettrico vario. L'indirizzo è: Santa Cruz de Tenerife, Calle Josè Hernandez Alfonso, 6.

Thailandia

La «Kit Paisarn Electricals», 198 Sukumvit Road-Near Soi 10, Bangkok, importerebbe in Thailandia morsettiere, terminali ed altro materiale elettrico.

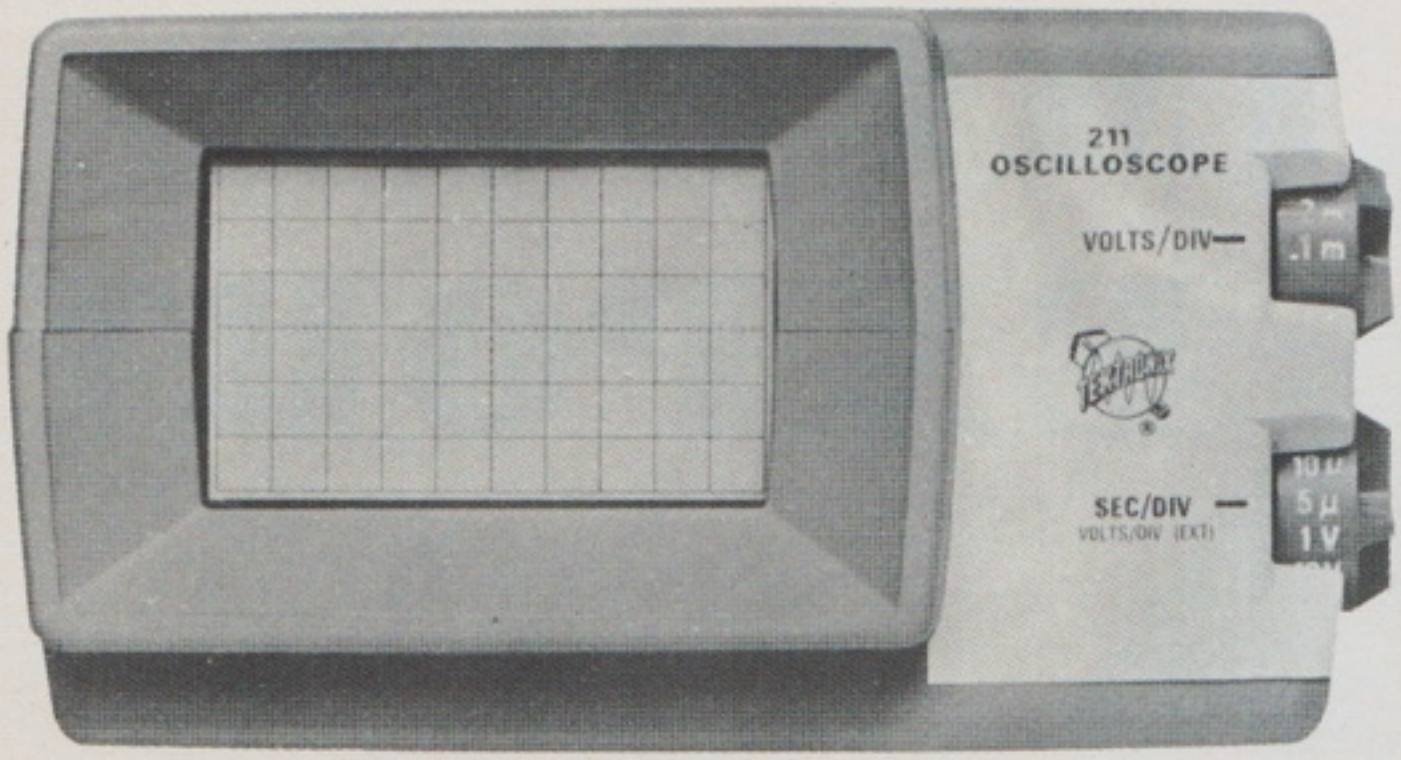
Inoltre, la «Siam Entreprises» importerebbe citofoni televisivi per abitazioni (videocitofoni). L'indirizzo è: P.O. Box 1667, Bangkok.

Gran Bretagna

La «Brent Electrical Company», 665 North Circular Road, London NW2 7BA, rappresenterebbe fabbriche italiane produttrici di articoli ed attrezzature elettriche per uso domestico.

Giappone

La «Minato Medical Scienze Co.Ltd», Osaka, 3-65 Juso Minaminocho Higashiyodogawa-ku esporterebbe in Italia apparecchi elettromedicali.



In questa breve nota, presentiamo l'oscilloscopio, con caratteristiche professionali, più piccolo del mondo, realizzato dalla Tektronix.

IL MINI-OSCILLOSCOPIO

Il 211 è stato concepito per l'assistenza esterna e per tutte le applicazioni dove l'ingombro e la maneggevolezza sono di primaria importanza. Il 211 è il primo mini-oscilloscopio con le caratteristiche di uno strumento da laboratorio. Oltre ad una incomparabile maneggevolezza, esso offre prestazioni superiori ad un prezzo inferiore a quello di molti altri oscilloscopi da 500 kHz.

In molte applicazioni industriali è spesso necessario operare con il telaio dell'oscilloscopio ad un certo potenziale. Il 211 può essere elevato a 700 V da massa nel funzionamento a batterie ed a 250 V RMS nel funzionamento in AC.

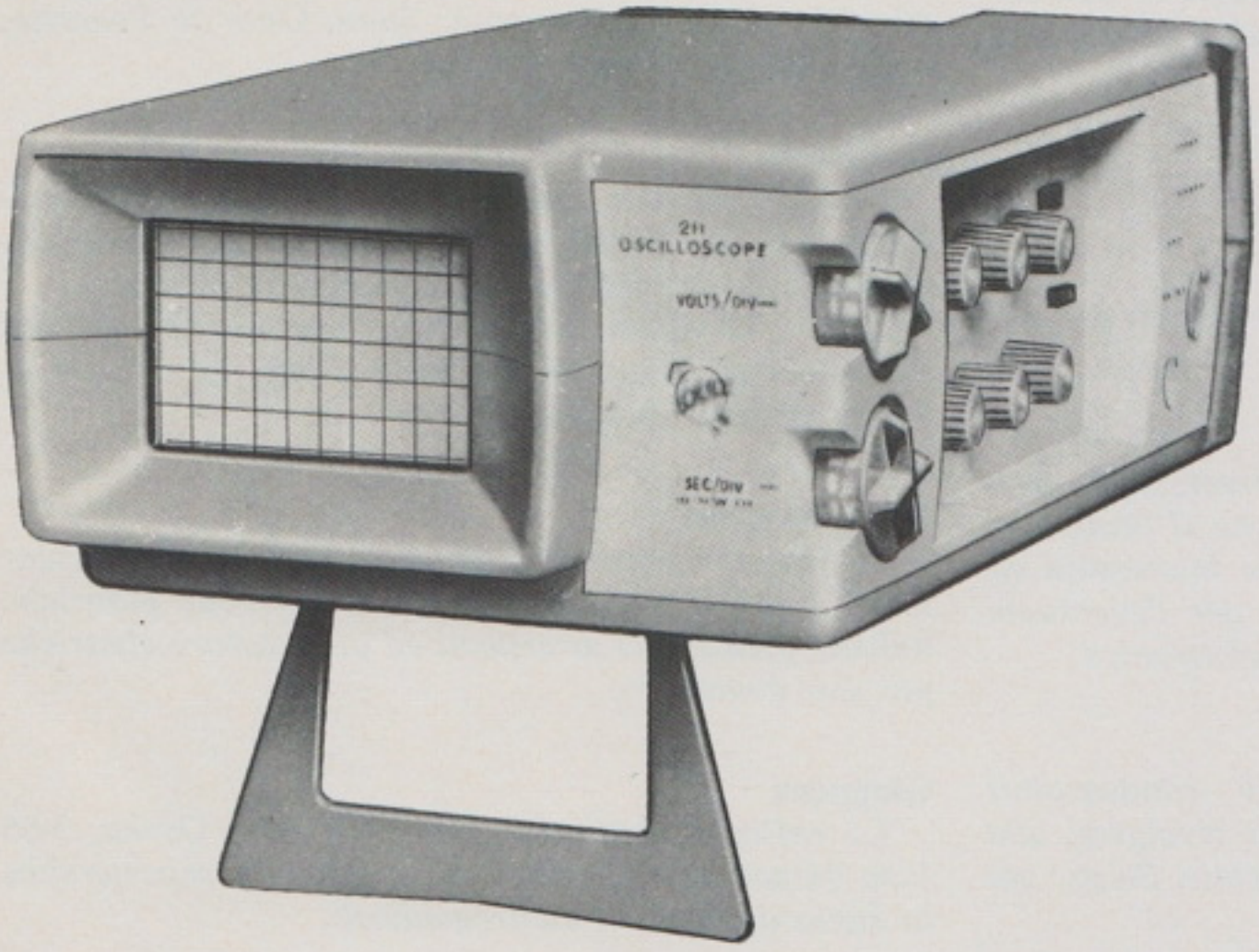
Il 211 è facile da usare. I valori dei fattori di deflessione (da 1 mV a 50 V/div.) e le velocità di scansione (da 5 µs a 200 ms/div.) si osservano direttamente sul pannello frontale assieme al segnale rappresentato sul CRT. I controlli di sincronismo sono raggruppati in una sola manopola. I circuiti di sincronismo interno ed esterno forniscono una immagine stabile da circa 7 Hz fino ad almeno 500 kHz.

Alcune applicazioni richiedono una regolazione del livello di sincronismo; sul 211 questo è possibile sia sul fronte positivo che su quello negativo della forma d'onda da sincronizzare.

Il 211 è munito di un supporto ripiegabile che permette una comoda visione dello schermo quando lo strumento viene usato su un banco di lavoro. La sonda incorporata ed il cavo di alimentazione si avvolgono in una scanalatura ricavata nella parte posteriore dello strumento; così disposti non intralciano durante il trasporto, rimanendo però a portata di mano per il loro immediato uso.

Un oscilloscopio usato per l'assistenza esterna deve essere pronto all'uso in qualsiasi momento. Questo significa che la sua manutenzione deve essere agevole per eliminare la necessità di acquistare strumenti di scorta. La costruzione modulare del 211 ne permette il rapido e facile smontaggio per accedere ai componenti interni.

Nel presentare questo nuovo oscilloscopio, ricordiamo che la Tektronix, prima nel mondo a presentare nel 1959 un oscilloscopio portatile transistorizzato con caratteristiche professionali, offre una completa gamma di oscilloscopi portatili fino a 150 MHz di banda passante.





TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO PER LE SCUOLE

Telecamere
per riprese dal vivo,
da sussidi didattici,
microscopio,
telecinema,
teleschede;
registrazione
e riproduzione
videomagnetica.
Banchi di regia
per lo smistamento
di 1, 3, 5 programmi
contemporanei
ad aule indipendenti
o a gruppi di aule.
In bianco e nero o
a colori.

UNA REALIZZAZIONE

G B C electronics

MILAN – LONDON – NEW YORK

ELECTRONIC FIRST HAND NEWS

Sebbene le notizie pervenuteci dai nostri diversi corrispondenti possano essere interpretate da un punto di vista informativo, e non certamente da quello statistico, ci appare interessante rilevare che le Industrie elettroniche distribuite in tutto il mondo sembrano concentrare i loro sforzi più sulla produzione di componenti speciali che non su quella di apparecchiature complete, tranne alcune particolari eccezioni. Soprattutto, sia a causa del progredire della miaturizzazione, sia a causa dello impiego sempre più frequente di circuiti integrati, le iniziative dei tecnici convergono verso il campo della realizzazione di sistemi pratici di interconnessione mediante dispositivi intercambiabili, a tutto vantaggio della semplificazione di allestimento e di manutenzione di qualsiasi apparato elettronico.

dai nostri corrispondenti in:
Giappone, Francia, Belgio,
Germania, Russia,
Danimarca e Stati Uniti

UNO STRUMENTO PORTATILE PER LA PROVA DEI CIRCUITI LOGICI

L'industria elettronica giapponese, che ha già invaso il mondo intero con apparecchiature di varia natura, presenta all'inizio del nuovo anno, alcuni aspetti interessanti, soprattutto per quanto riguarda particolari tipi di strumenti di misura.

Per l'esattezza, la Kukuyo Electric Company Limited, 1-36-15 Ookayama Meguro-ku - Tokyo, ha presentato lo strumento che qui illustriamo alla *figura 1, denominato* «Logic Tester» serie HL.

Questo strumento permette ai tecnici dei calcolatori elettronici o dei circuiti logici di controllo, nonché al personale addetto alla manutenzione, all'assistenza ed al collaudo, di controllare il funzionamento dei circuiti logici, nel modo più semplice possibile.

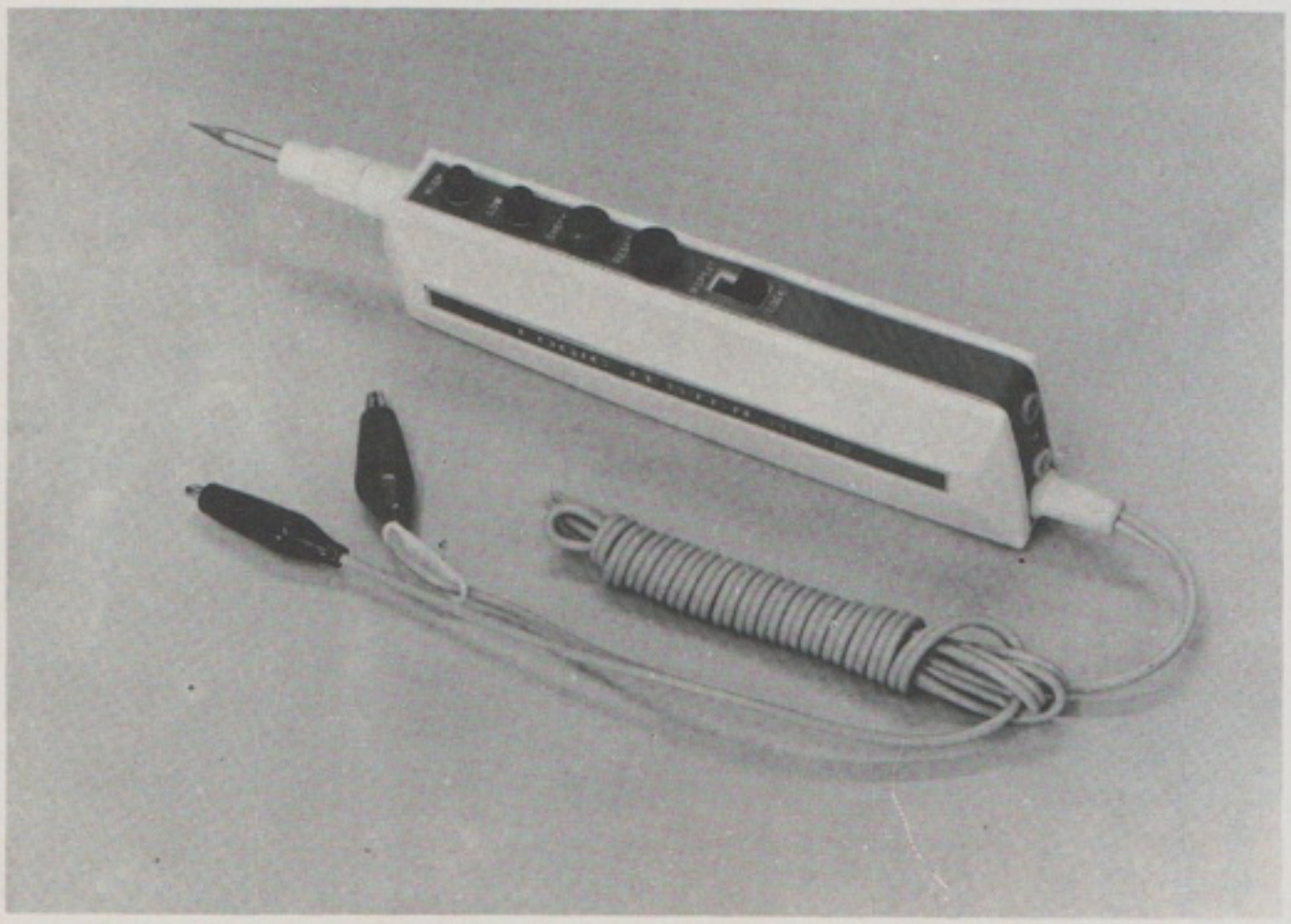


Fig. 1 - Il «Logic Tester» per il collaudo dei circuiti logici è uno strumento assai maneggevole e pratico; il cui uso è analogo a quello di una comune sonda elettronica.

L'apparecchio permette infatti il facile collaudo di qualsiasi tipo di circuito, «gate», «flip-flop», «counter», «one shot», «shift register», decodificatore, ecc., indipendentemente dal fatto che il circuito stesso sia in normali condizioni di funzionamento o meno. Il funzionamento dei circuiti logici può inoltre essere giudicato attraverso le indicazioni fornite da due lampade.

Nei confronti dei circuiti «gate», lo strumento conferma la presenza dello stato di segnale «alto» o «basso», e le caratteristiche variabili di ingresso e di uscita; la stessa conferma relativa al livello può essere ottenuta rispetto ai circuiti «flip-flop», con possibilità di prova delle direzioni di salita e di discesa degli impulsi «trigger». Per quanto riguarda i circuiti «one shot», esso rende possibile la misura dell'impulso di uscita e della polarità relativa, in corrispondenza dell'arrivo dell'impulso di eccitazione.

Come si può rilevare dall'illustrazione dell'aspetto dello strumento di cui alla figura 1, esso presenta un puntale attraverso il quale viene rilevata la misura da eseguire, due pinze isolate del tipo a coccodrillo, per il collegamento ai punti di riferimento del circuito sotto prova, ed un totale di otto dispositivi di regolazione e di controllo, e precisamente:

— una lampada di segnalazione rossa, che fornisce l'indicazione del segnale al livello elevato.

— Una lampada di segnalazione verde, che fornisce l'indicazione relativa al livello basso del segnale.

— Un interruttore a pulsante, attraverso il quale è possibile stabilire se il livello del segnale presente nel punto di prova è alto o medio.

— Un pulsante di riarmo («reset»), che esclude entrambe le suddette lampade di segnalazione, indipendentemente dalla posizione del commutatore a cursore.

— Un commutatore a cursore a due posizioni («repeat» e «lock»), attraverso

il quale è possibile predisporre due diverse condizioni di misura.
— Un ingresso GI («Gate-In»).
— Un terminale di uscita RST («Reset»), e
— Un terminale di uscita GO («Gate-Out»).

Si tratta in sostanza di uno strumento assai versatile, indubbiamente di grande utilità agli effetti della messa a punto e del controllo di apparecchiature elettroniche per l'elaborazione di dati.

UNA INTERESSANTE SERIE DI CONNETTORI PER MICROCIRCUITI

Un comunicato della Ouest Electronic Connecteurs, 20 Rue du Mans - 92 Courbevoie (Francia) - fornisce informazioni dettagliate su di una nuova serie di connettori per microcircuiti, che è stata presentata per la prima volta in occasione dell'ultimo salone internazionale dei componenti elettronici a Parigi.

La suddetta Società, fondata circa sei anni orsono, e che si è espansa assai rapidamente, sviluppa le sue attività nei campi dell'aeronautica, dei motori, della elettronica militare e civile, delle telecomunicazioni, delle ricerche atomiche, delle apparecchiature audiovisive, ecc.

Tra i principali prodotti figurano, in primo luogo, i connettori, le barrette di raccordo, i puntali di prova, ed anche supporti per circuiti integrati, per indicatori numerici, per relè, ecc.

Per fornire due esempi della più recente produzione, la figura 2 illustra una piastrina universale per montaggi sperimentali di circuiti integrati, che permette la miscelazione a piacere di circuiti di vario tipo, aventi le dimensioni di 7,62 o di 15,25 mm tra gli assi, con qualsiasi spessore compreso tra 8 e 60 mm.

La piastrina consiste in:
— Un circuito stampato con sistema di alimentazione attraverso connettori aventi il passo di 2,54 mm.
— Sei raccordi di alimentazione, di cui due per i circuiti integrati, ed uno per la presa di massa.
— Una barretta di distribuzione.
— «N» barrette di supporto dei circuiti integrati, e barrette per l'identificazione dei punti di prova.
— Vari tipi di interconnessioni per raccordi semplici (con un contatto maschio), oppure per contatti multipli (un contatto maschio-femmina).

La figura 3 chiarisce invece l'aspetto attuale di una serie di connettori micro-miniatura, adatti per l'applicazione a cavi coassiali, di tipo smontabile, in versioni sia da saldare, sia con bloccaggio a pressione, le cui dimensioni vengono confrontate con quelle di una tipica moneta francese da 1 NF.

Il supporto isolante è in materiale termoplastico, e precisamente in superpoliamide a carica di vetro, oppure in dialiftalato. I tipi di cavi coassiali ai quali questi raccordi possono essere adattati sono RG 178 BU, KX 21 A, RG 316 U e KX 22 A.

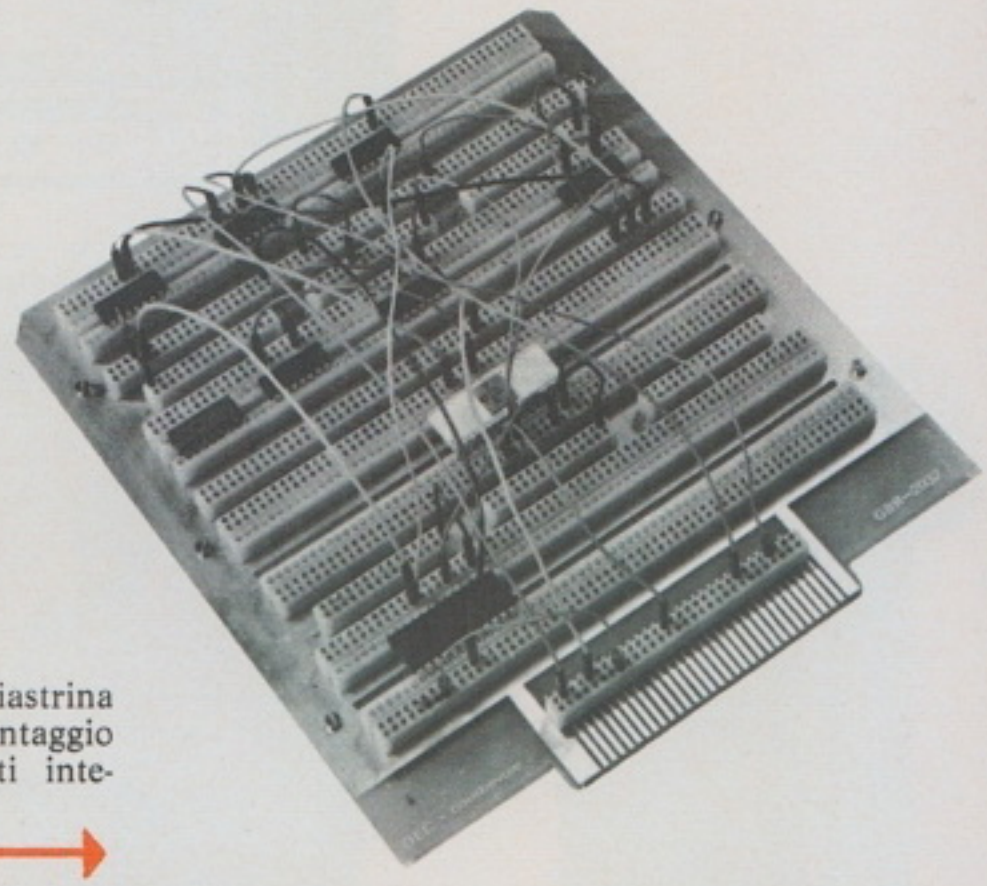


Fig. 2 - Aspetto della piastrina universale per il montaggio sperimentale di circuiti integrati.

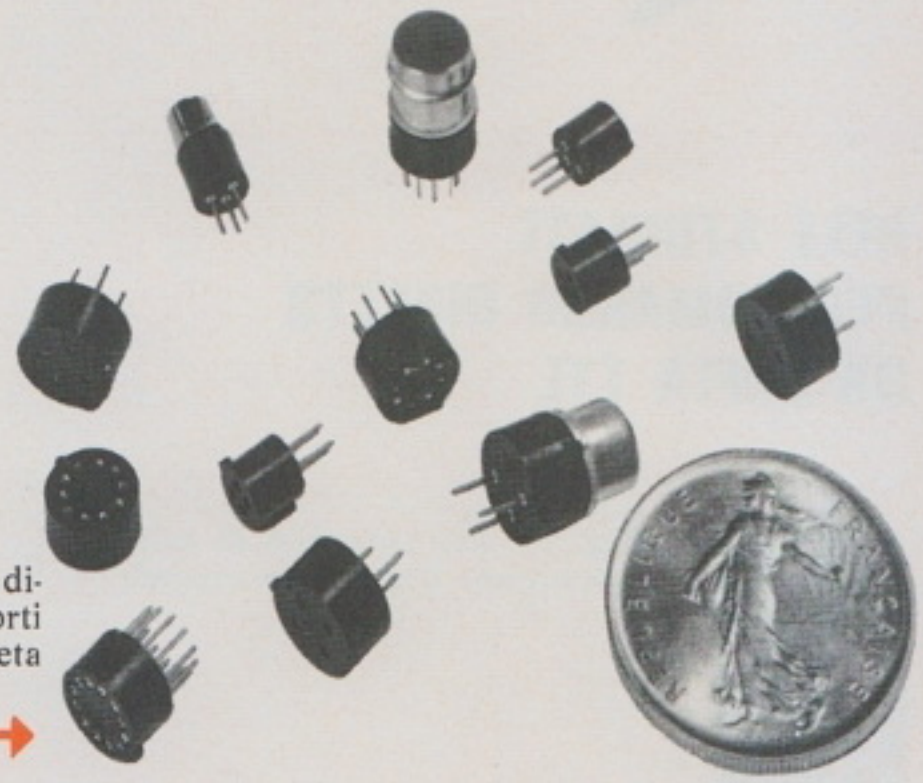


Fig. 3 - Confronto tra le dimensioni dei nuovi supporti miniaturizzati, ed una moneta francese da 1 N.F.

I contatti coassiali sono disponibili in tre versioni, e precisamente con bloccaggio a pressione, per collegamento a saldatura, ed a 90° per circuiti stampati.

Nella produzione specialistica di questa Casa Francese sono anche da citare interessanti modelli di barrette di raccordo, di connettori micro-miniatura, di supporti miniaturizzati, ecc. Rivolgendosi direttamente alla Fabbrica, è possibile ottenere un interessante opuscolo illustrativo, che descrive dettagliatamente le caratteristiche dell'intera produzione.

UN NUOVO IMPIANTO DI CONTROLLO PER CIRCUITI INTEGRATI

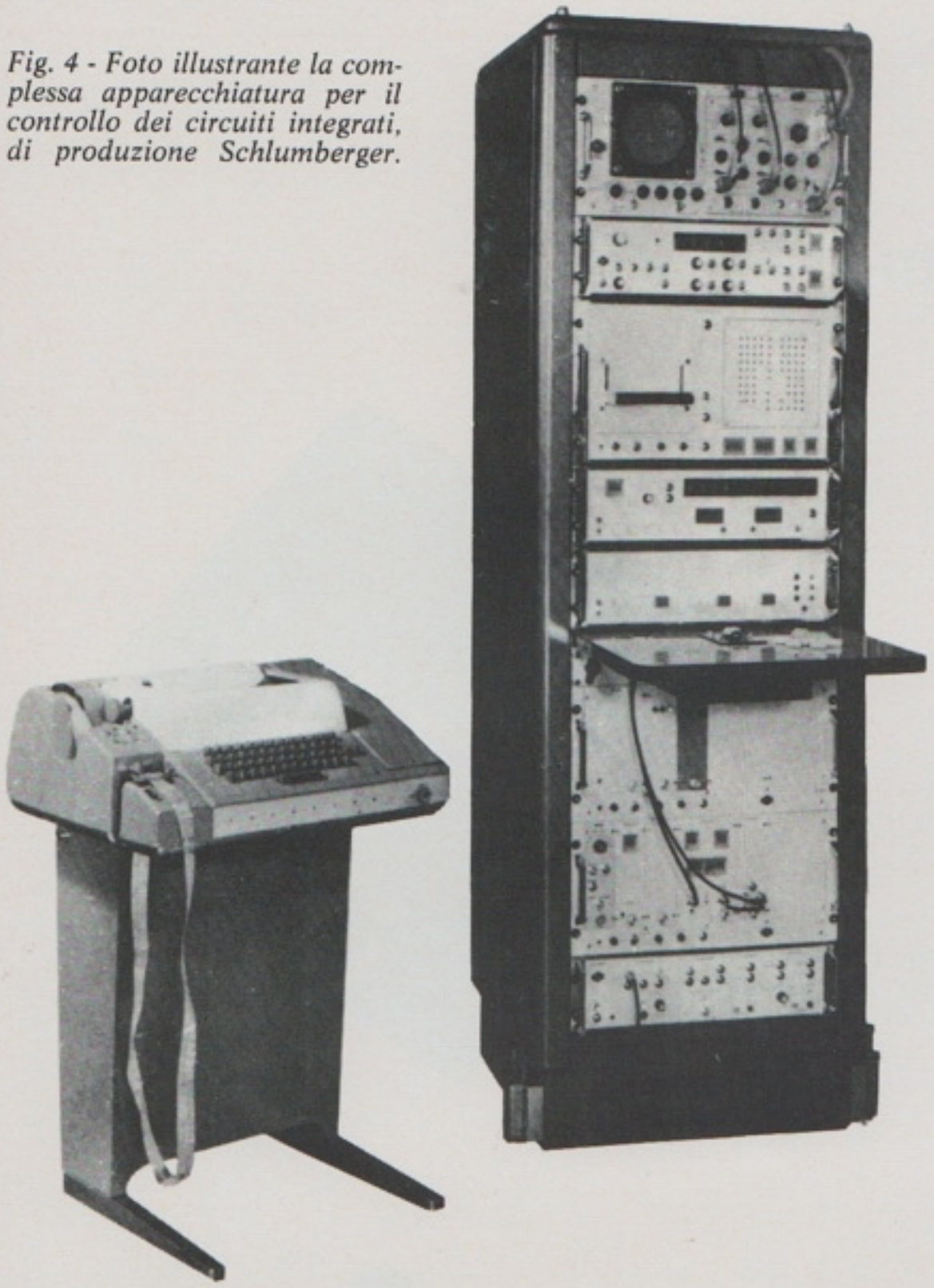


Fig. 4 - Foto illustrante la complessa apparecchiatura per il controllo dei circuiti integrati, di produzione Schlumberger.

La CRC-Schlumberger, con sede nel centro di Saint-Etienne in Francia, ha annunciato la realizzazione di questa nuova apparecchiatura di controllo per circuiti integrati, che funziona a sua volta sotto il controllo di un calcolatore di tipo digitale.

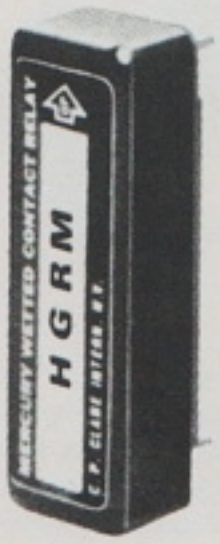
Lo strumento, il cui complesso aspetto è illustrato alla *figura 4*, è stato previsto per l'impiego con il calcolatore CII 10010, per cui il «tester» può essere facilmente interfacciato da altri mini-computer, tra cui il modello PDP-8.

Lo strumento è stato concepito in modo da presentare una notevole versatilità, ed una velocità che costituisce una delle caratteristiche più salienti. In pratica, qualsiasi circuito integrato di serie, anche del tipo LSI, può essere controllato sottoponendolo a prove statiche, dinamiche e funzionali.

Evitando l'impiego di relè nei circuiti di commutazione, l'apparecchio può eseguire le istruzioni provenienti dal calcolatore, senza alcun ritardo. In un solo minuto secondo possono infatti essere eseguite fino a 200 misure.

Questa velocità di funzionamento corrisponde approssimativamente al doppio di quella consentita da altri «tester» analoghi. Un produttore o un utente di circuiti integrati, che dovesse controllare con continuità diverse partite di uno stesso tipo di circuito, potrebbe collegare fino a quattro banchi di prova al calcolatore, ed ammortizzare in circa un anno e mezzo, la spesa sostenuta per allestire l'intera apparecchiatura, ossia il suo investimento iniziale. Trascorso poi il periodo suddetto, l'impianto diventerebbe attivo al 100%, soprattutto agli effetti della sicurezza dei controlli eseguiti, del risparmio di manodopera specializzata, e della rapidità di funzionamento.

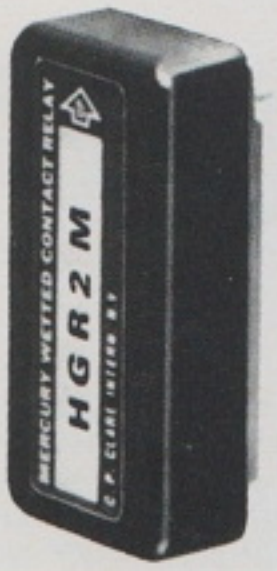
RELÈ STUDIATI PER COMANDO DIRETTO DA UNITÀ TTL



TIPO HGRM



TIPO PR



TIPO HGR2M

Fig. 5 - Tre esemplari di relè di produzione Clare International.

Nei vastissimi campi di applicazione della moderna tecnica elettronica, che ha consentito la pratica realizzazione di sistemi di comando, di ordinatori, di programmatori, ecc., l'impiego dei circuiti logici appartenenti alla categoria definita dalla sigla TTL (transistore-transistore) per svolgere azioni di comando diretto attraverso dispositivi a relè si riscontra oggi con frequenza progressivamente maggiore.

Per far fronte a questa nuova esigenza in costante aumento, la C.P. Clare Internazional N. V. - Gen Greatry 102, 1040 Bruxelles (Belgio) ha posto in commercio alcuni tipi di relè appositamente studiati, il cui aspetto è illustrato alla figura 5.

Essa illustra a sinistra il tipo HGRM, al centro il tipo PR, ed a destra il tipo HGR2M, appartenenti a due diverse categorie, di cui una a contatti secchi (Picoreed), ed una a contatti immersi in mercurio, del tipo a lunga durata.

Per quanto riguarda le prerogative

della prima categoria, la Fabbrica dichiara un tempo di attacco di 500 µs massimo, inclusi i rimbalzi, ed un tempo di stacco di 100 µs massimo.

La durata ammonta a 100 x 10^6 operazioni a basso livello, ed a 5 x 10^6 operazioni a 28 V con una corrente di 0,125 A in corrente continua.

La portata (sempre in riferimento ai tipi «Picoreed») consente di sfruttare le caratteristiche di questi relè con un carico commutabile di 0,5 A, e con una tensione massima di 100 Vc.c.

La resistenza di contatto ammonta ad un valore massimo iniziale di 200 mΩ, ed a circa 1 Ω come valore massimo a fine vita.

Il tipo PR viene prodotto nelle due versioni PRME 15005 e PRME 15015, le cui caratteristiche principali sono elencate nella tabellina di cui sopra.

Numero del Componente	Resistenza bobina (ohm ± 10 %)	Valore attacco Vcc	Valore stacco Vcc	Valore max. Vcc	Valore nominale Vcc
PRME 15005	360	3,5	1,0	15,0	5
PRME 15015	2000	11,5	4,0	32,0	15

Per quanto riguarda invece la seconda categoria HGR, i cui contatti sono immersi in mercurio, si riscontra un tempo di attacco di 2,5 µ ed un tempo di stacco di 3 µs. Il tempo di cortocircuito ammonta invece a 500 µs, con un tempo di trasferimento a contatti aperti pari ad un minimo di 50 µs, ed ad un massimo di 500 µs.

La durata di questi relè, le cui caratteristiche tecniche sono raggruppate nella seconda tabella che segue, in riferimento alle diverse versioni disponibili, ammonta a 25 x 10^9 operazioni, quando il relè viene fatto funzionare entro i limiti nominali di carico, e con le protezioni di contatto previste dalle specifiche.

Designazione standard Forma D	Designazione standard Forma C	Resistenza bobina (ohm ± 10 %)	Corrente attacco (mAcc)	Tensione attacco (Vcc)	Tensione massima (Vcc)	Rigidità dielettrica tra bobine (Vcc)
HGRM — MONOSTABILE, BOBINA AD UN SOLO AVVOLGIMENTO						
HGRM-15211 IC0	HGRM-55211 IC0	335	9,48	3,5	22	
HGRM — BISTABILE, BOBINA A DOPPIO AVVOLGIMENTO						
HGRM-17212 IC0	HGRM-57212 IC0	335-335	± 9,48	± 3,5	22	400
HGR2M standard — MONOSTABILE, BOBINA AD UN SOLO AVVOLGIMENTO						
HGR2M-13221 IC0	HGR2M-53221 IC0	335	9,48	3,5	28	
HGR2M standard — BISTABILE, BOBINA A DOPPIO AVVOLGIMENTO						
HGR2M-14222 IC0	HGR2M-54222 IC0	335-335	± 9,48	± 3,5	28	500
HGR2M miniatura — MONOSTABILE, BOBINA AD UN SOLO AVVOLGIMENTO						
HGR2M-11211 IC0	HGR2M-51211 IC0	113	28,2	3,5	26	
HGR2M miniatura — BISTABILE, BOBINA A DOPPIO AVVOLGIMENTO						
HGR2M-12212 IC0	HGR2M-52212 IC0	335-335	± 9,48	± 3,5	26	500

La portata commutabile dei contatti è pari a 100 VA, con una corrente massima di 2 A ed una tensione massima di 500 Vc.c. la resistenza di contatto è di 20 mΩ massimo, con stabilità entro ± 2 mΩ durante tutta la durata del componente. Una resistenza di isolamento del valore minimo di 100 MΩ, abbinata ad una rigidità dielettrica di 1.000 V eff. alla frequenza di 50 Hz, consente la massima sicurezza di funzionamento.

La Fabbrica produce naturalmente numerosi altri tipi, sui quali non mancheremo di informare i nostri Lettori non appena se ne presenterà l'occasione.

RELÈ FOTOELETTRICI SPECIALI

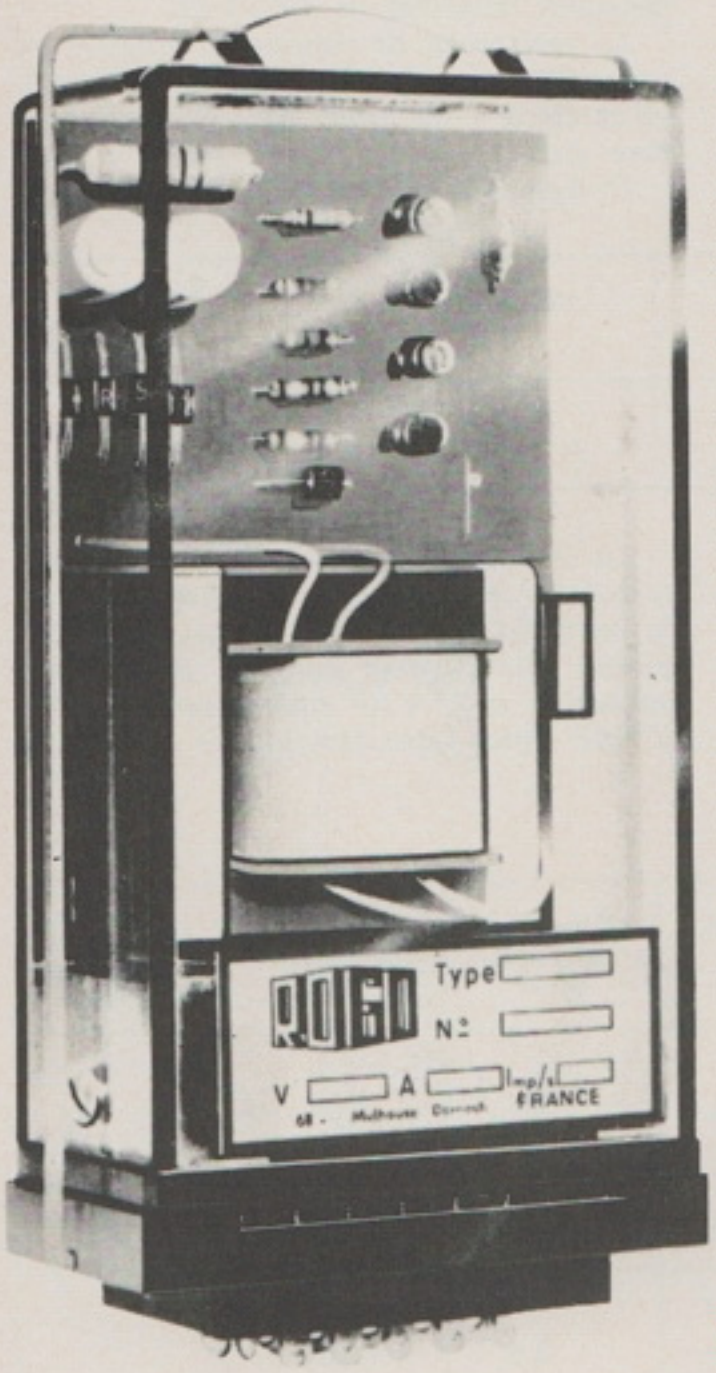
Un nuovo tipo di relè fotoelettrico, il cui aspetto pratico è illustrato alla figura 6, viene prodotto dalla Robert Goetz & Cie. (ROGO), 68 Mulhose - Dornach Francia.

Si tratta di un'apparecchiatura destinata all'esecuzione di impianti di controllo di scorrimento, di rottura, di riempimento, di automatismi diversi, ecc.

Esso consiste sostanzialmente in un circuito elettronico a funzionamento assai rapido, e caratterizzato anche da una notevole sensibilità, protetto contro i segnali industriali parassiti che si distribuiscono attraverso la rete elettrica a corrente alternata, ed in un relè di tipo elettro-meccanico a grande potenza di rottura.

La sua presentazione, e le dimensioni relativamente ridotte, ne permettono una messa in opera istantanea, ed assai facile.

L'intero dispositivo può essere comandato tramite diverse cellule fotoelettriche o altri trasduttori, quali ad esempio microcontatti, termistori, elementi igroscopici, captatori resistivi, ecc.



Il tempo di commutazione è pari al tempo di eccitazione e di diseccitazione della cellula. Tra le caratteristiche elettriche più interessanti vale la pena di citare:

— La frequenza massima di commutazione, pari a 40 al secondo, e

— La sensibilità, corrispondente ad una corrente minima di eccitazione dell'ordine di soli 30 μA.

La parte elettronica dello strumento è costituita da una basetta a circuiti stampati, al di sotto della quale si trova il relè propriamente detto: il tutto è protetto da un involucro trasparente, la cui base sottostante permette l'installazione dell'apparecchiatura in qualsiasi posizione, mediante semplici ganci di sostegno.

La Fabbrica sostiene che già numerose unità di questo tipo sono state installate con notevole successo e con la massima sicurezza di funzionamento, in varie applicazioni di controllo a carattere industriale, con la ulteriore possibilità di aggiungere sistemi automatici di conteggio, ad esempio per le operazioni di carico e scarico delle merci mediante nastri trasportatori.

Fig. 6 - Il relè fotoelettrico tipo BR 5 è un'apparecchiatura compatta, racchiusa in un involucro trasparente, costruita in modo semplice e razionale, con comode possibilità di installazione.

MATERIALI ULTRA-PURI E SEMICONDUTTORI

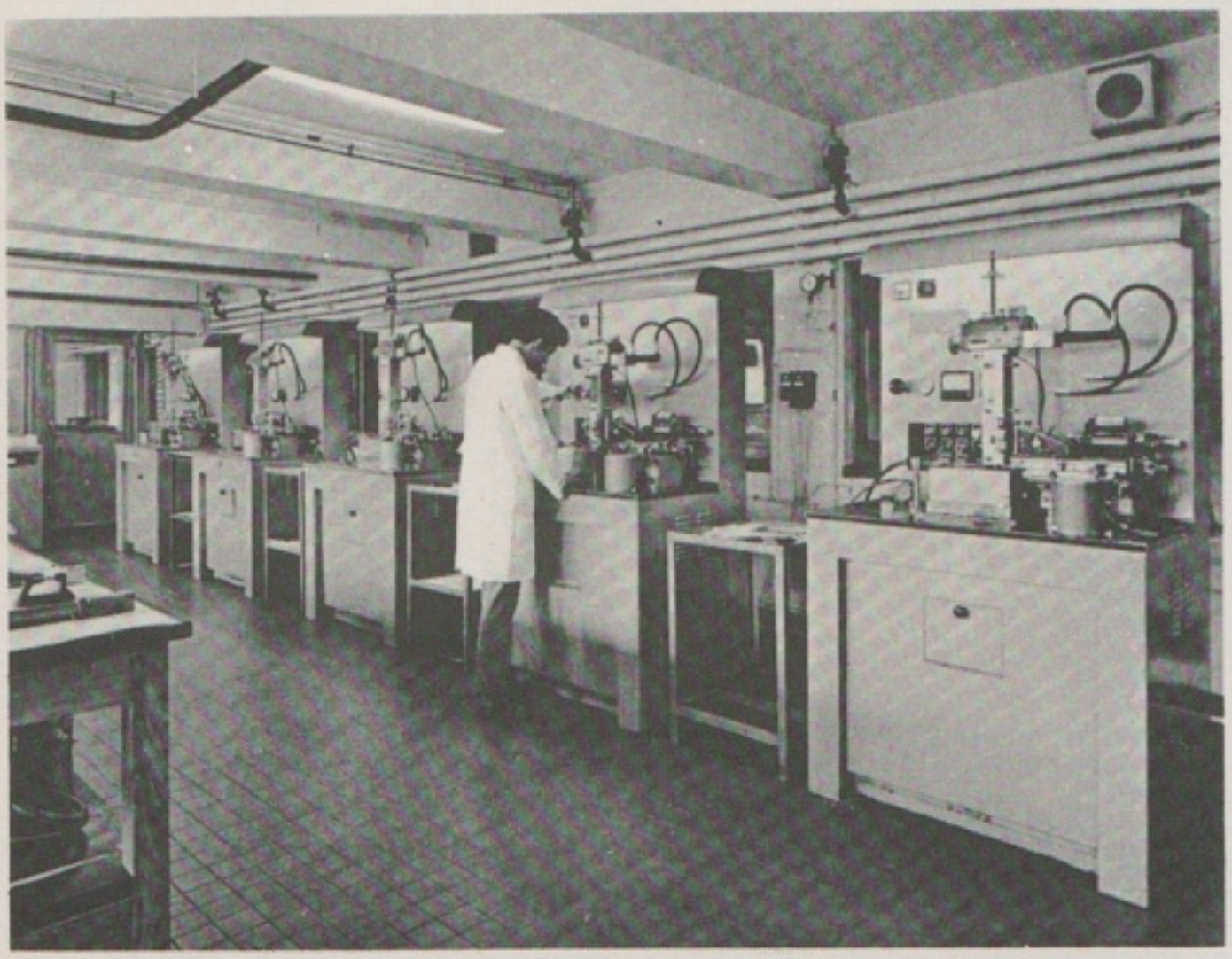


Fig. 7 - Una serie di attrezzature per il taglio dei cristalli semiconduttori.

E' indubbio che molti tecnici elettronici, che usano costantemente semiconduttori, circuiti integrati, ed altri componenti della moderna tecnica elettronica, si chiedano a volte dove le relative fabbriche si procurino le necessarie materie prime. Ebbene, una delle possibili risposte a questo interessante quesito può essere costituita dalle informazioni che la Societé Genérale des Minerais, 31 Rue du Marais - Bruxelles 1 - diffonde per illustrare i suoi attuali mezzi di produzione, ed i prodotti che riesce a mettere in commercio a disposizione dell'industria mondiale operante nel campo dei semiconduttori.

Affinché il Lettore possa avere una idea esauriente della complessità e dela mole delle apparecchiature necessarie per la produzione di cristalli e di substrati adatti alla produzione di transistori, di diodi, di rettificatori, di circuiti integrati e di substrati di normale impiego, la *figura 7* illustra — ad esempio — la sala di taglio dei cristalli, e mette in evidenza l'aspetto tipico di una imponente serie di attrezzature, sui cui banchi i cristalli di materiali semiconduttori - ancora allo stato puro - vengono tagliati in modo da assumere l'aspetto e le dimensioni necessarie perché risulti in seguito possibile sottoporre i frammenti ai trattamenti successivi, ossia all'introduzione delle impurità, all'identificazione delle giunzioni e dei relativi elettrodi, all'applicazione dei reofori per il collegamento ai circuiti esterni, ecc.

Ovviamente, deve trattarsi di apparecchiature assai precise, in quanto il taglio deve di per se stesso risultare abbastanza preciso, tanto da rendere minime le ulteriori lavorazioni e da evitare anche che i frammenti i quali dovranno costituire in seguito unità semiconduttrici o supporti di circuiti integrati, debbano essere sottoposti ad ulteriori lavorazioni, per consentirne poi l'elaborazione attraverso i sistemi di incisione foto-litografica.

La *figura 8* illustra invece un'altra complessa apparecchiatura, destinata alla lucidatura delle singole «fette» di cristallo. Come si può facilmente riscontrare, le macchine adibite a tale scopo devono essere completamente protette contro gli agenti atmosferici esterni, e devono poter perciò funzionare in un ambiente assolutamente esente da impurità atmosferiche, da tracce di polvere, da sostanze inquinanti, ecc.

Nell'ambiente illustrato, numerose macchine dello stesso tipo, comandate da un unico ordinatore che provvede al controllo automatico delle fasi di lavorazione, sono installate in gabbie di vetro, la cui atmosfera interna viene costantemente depurata ad opera di un impianto di condizionamento particolarmente efficiente: tale impianto ha ovviamente il compito di asportare tutte le tracce di materiali estranei alla lavorazione presenti nell'aria, favorendo quindi lo svolgersi delle diverse fasi di lavorazione.

La *figura 9* illustra invece una particolare macchina, funzionante con un sistema di riscaldamento per induzione

ad Alta frequenza, attraverso la quale è possibile effettuare il deposito delle impurità sugli strati di materiale epitassiale. Anche in questo caso, il materiale sottoposto alla lavorazione, viene completamente protetto contro l'atmosfera esterna attraverso un cristallo trasparente, e l'operazione consiste nel far evaporare per effetto del riscaldamento ad Alta Frequenza, le sostanze di cui alcuni atomi devono essere aggiunti alla struttura molecolare del cristallo puro, facendo in modo che tali atomi si depositino nei punti voluti, e nella quantità prestabilita.

Naturalmente, il valore prodotto dalla energia ad Alta Frequenza eleva anche la temperatura dello stesso cristallo sottoposto al procedimento di drogaggio, ma — come è facile supporre — la temperatura che si produce viene controllata con cura, onde evitare che venga raggiunto o addirittura superato il valore che potrebbe deteriorare irrimediabilmente il corpo in fase di elaborazione.

Per fornire un'idea realistica della forma con la quale i cristalli vengono messi in commercio, a disposizione dell'industria elettronica, la *figura 10* mostra tre campioni di cristalli singoli di germanio e di bi-cristalli, sviluppati in senso verticale, e che presentano un diametro approssimativo di 20 mm.

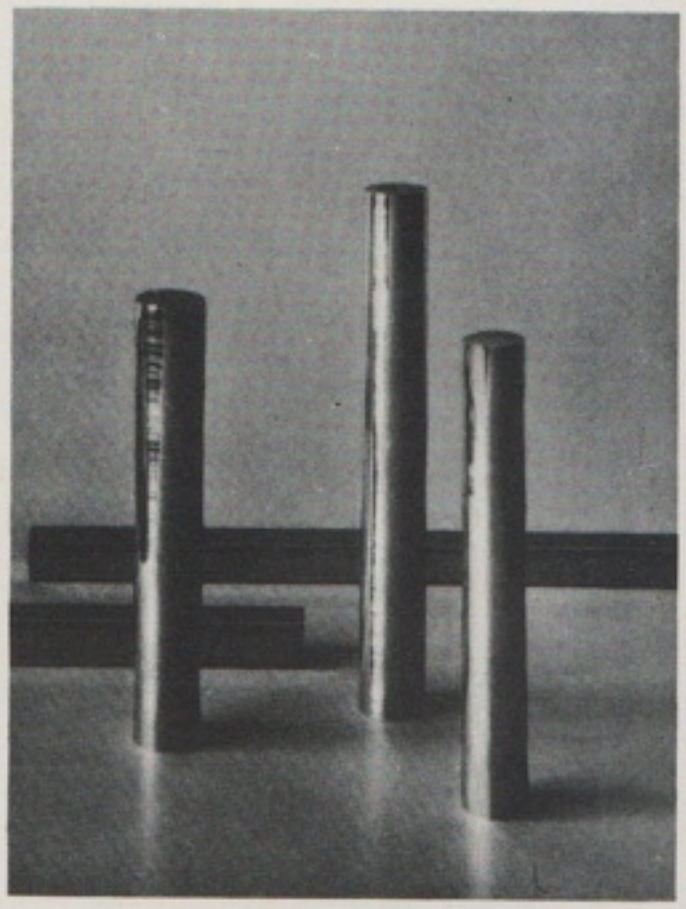


Fig. 10 - Esempi di materiali cristallini ottenuti al termine del procedimento di produzione: in questo caso, si tratta di cristalli di Germanio singoli, o di bi-cristalli.

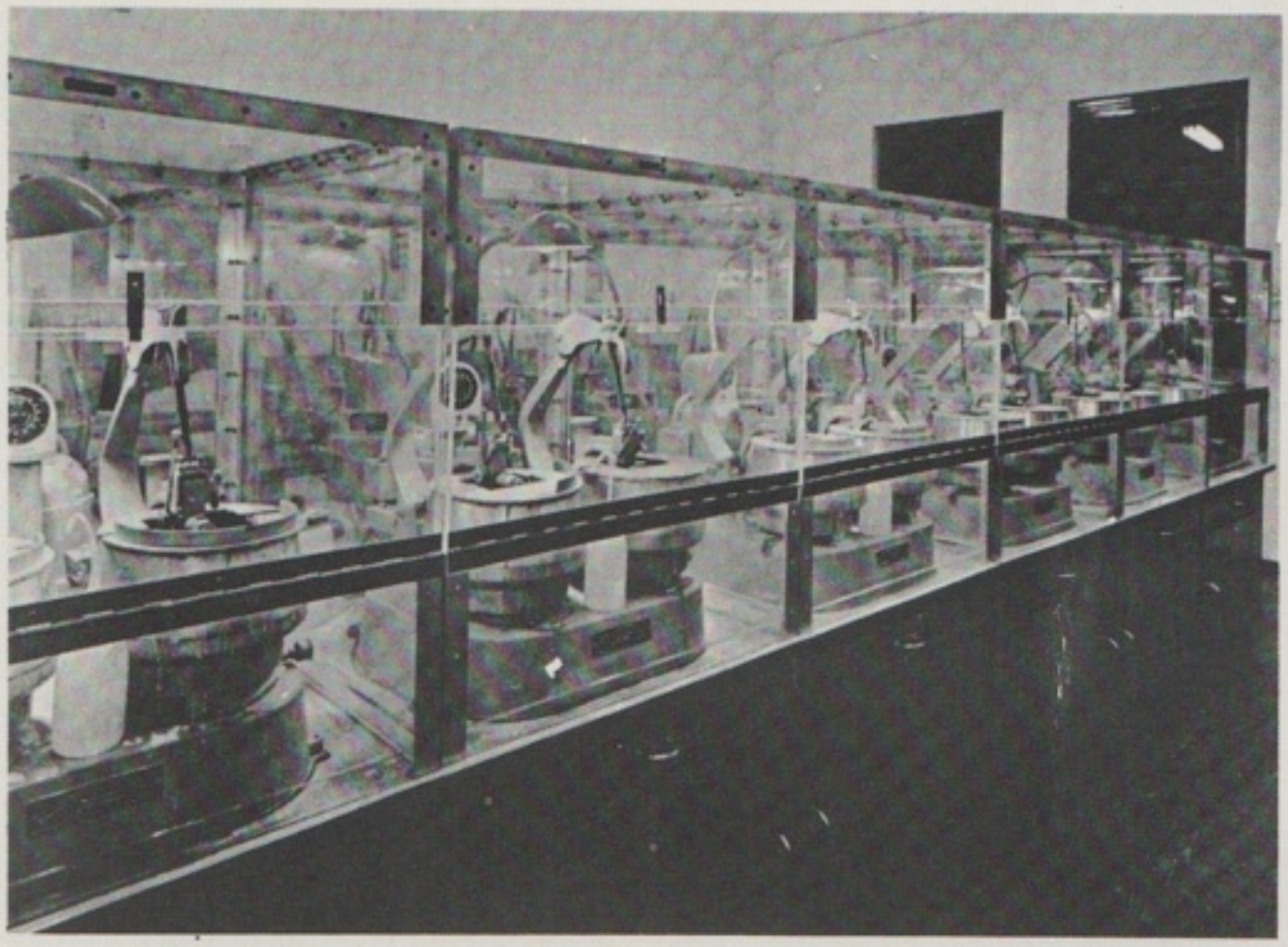


Fig. 8 - La lucidatura delle superfici esterne dei frammenti di cristallo avviene in ambienti protetti, a mezzo di macchine appositamente allestite, del tipo qui illustrato.

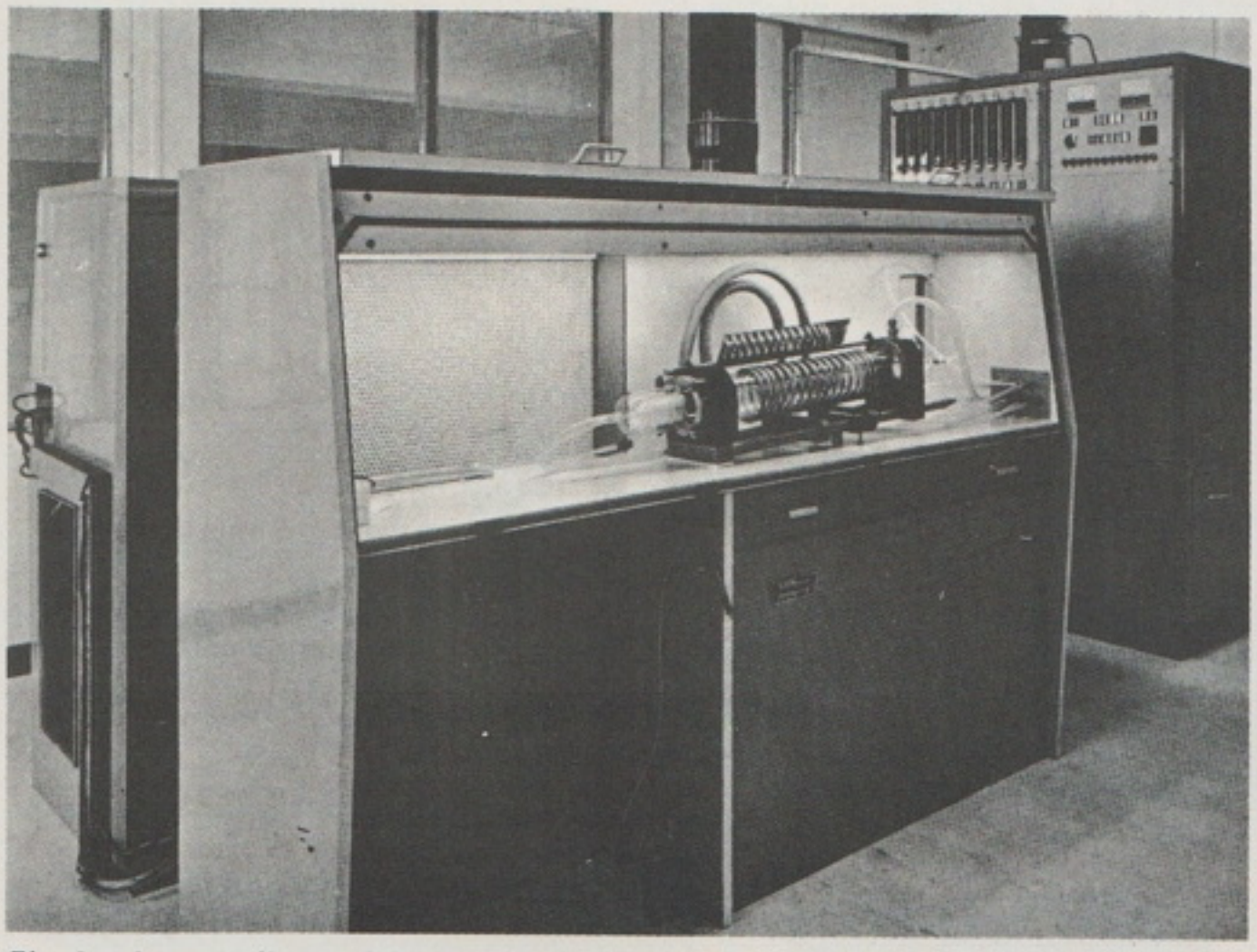


Fig. 9 - Aspetto di una delle macchine funzionanti ad induzione ad Alta Frequenza, per l'introduzione delle impurità nella superficie di strati di materiale epitassiale.

In questo particolare tipo di materiale, appartenente alla categoria «N», viene usato l'antimonio come impurità aggiunta, con una densità di dislocazione strettamente controllata inferiore a 6.000 per centimetro quadrato. L'angolo di inclinazione è compreso tra 0 e 25°, mentre l'angolo di torsione è inferiore a 1°.

Per quanto riguarda le misure di resistività, esse vengono eseguite col sistema della sonda a quattro punte sui bi-cristalli, lungo una linea che viene scelta su di un diametro piano, perpendicolare alla struttura granulare, e su di un campione dello spessore di 5 mm che viene ricavato dall'estremità superiore e da quella inferiore.

La Fabbrica si è organizzata anche per quanto riguarda l'inoltro ai magazzini e la spedizione agli utenti di questi materiali, attraverso la creazione di appositi contenitori in politene, che consentono la massima protezione dei cristalli, evitando che essi possano subire alterazioni fisiche o chimiche durante il magazzinaggio ed il trasporto, fino all'istante in cui vengono trasformati in componenti semiconduttori.

Le persone eventualmente interessate ad ottenere maggiori ragguagli sia sulla tecnica di produzione, sia sui tipi di materiali semiconduttori che la Fabbrica pone in commercio, potrà rivolgersi alla stessa, e richiedere una documentazione completa dell'attività, attraverso la quale è facilmente possibile stabilire sia la natura dei diversi materiali che la Fabbrica produce, sia le diverse forme sotto le quali i prodotti vengono messi in commercio.

UNA SERIE DI LAMPADE MICRO-MINIATURA

Agli effetti della dotazione di segnalazioni luminose dei pannelli di comando di strumenti ed apparecchiature elettroniche, è di un notevole interesse la serie di lampade micro-miniatura prodotte dalla Micro Glunhlampen Gesellschaft, 20050 Hamburg 80 (Germania).

Fino a poco tempo fa, uno dei problemi più rilevanti, riscontrati nei confronti delle lampade sub-miniatura consisteva nella difficoltà di montare i terminal: su di una basetta a circuiti stampati, o su analoghe applicazioni.

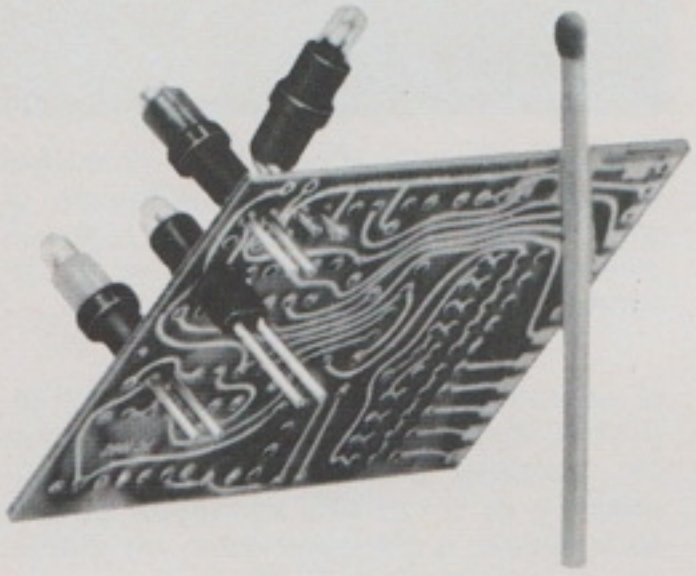


Fig. 11 - Foto illustrante tre diversi sistemi di applicazione delle lampade miniaturizzate ad una basetta a circuiti stampati, attraverso gli appositi zoccoli di raccordo.

Presto o tardi, qualsiasi lampada deve essere sostituita, il che comporta solitamente un lavoro di saldatura assai delicato. Ebbene, facendo uso degli zoccoli bipolari, la cui pratica applicazione viene qui illustrata alla *figura 11*, questa operazione risulta notevolmente semplificata, per cui può essere eseguita anche da persone totalmente inesperte, nel volgere di pochi secondi.

Si tratta — in pratica — di facilitare l'installazione di lampade miniaturizzate di varie misure e con varie caratteristiche, del tipo solitamente usato nelle apparecchiature per endoscopia, in campo diagnostico e chirurgico. In questa particolare applicazione — tuttavia — le medesime lampade vengono sfruttate anche per ottenere segnalazioni luminose, con la sola differenza che risiede nell'adozione di un sistema di raccordo particolarmente adatto nelle varie applicazioni a carattere industriale.

La Fabbrica rende disponibile un catalogo nel quale vengono descritte le diverse lampade di produzione, e vengono enunciate anche le caratteristiche dimensionali ed elettriche, la cui varietà è tale da soddisfare praticamente qualsiasi esigenza.

Per quanto riguarda il problema della identificazione dei tipi e delle caratteristiche, le basi vengono colorate con un sistema in codice, nel senso che ogni tensione di funzionamento presenta un colore caratteristico.

La Fabbrica è in grado di fornire agli utenti una gamma completa di lampade T-1, aventi le dimensioni di mm 3,175 x 6,35, funzionanti con tensioni comprese tra un minimo di 1 V ed un massimo di 28 V, tutte disponibili con lo zoccolo bipolare.

La base viene realizzata in policarbonato, comunemente noto sotto il marchio di fabbrica Macrolon, e presenta un unico dispositivo di fissaggio che si blocca automaticamente in un foro, con dimensioni di 4,2 x 2,3 mm, su di una basetta a circuiti stampati di tipo standard, avente uno spessore compreso tra 1 ed 1,5 mm.

I terminali degli zoccoli sono in ottone, con una distanza che può essere di 2,54 o di 1,27 mm, e possono essere forniti anche con rivestimento in argento o in oro, a richiesta, onde proteggerli da eventuali fenomeni di ossidazione, che potrebbero col tempo comprometterne la sicurezza di funzionamento.

Nell'applicazione illustrata alla citata figura 11, si notano quattro lampadine micro-miniatura installate nei relativi zoccoli, fissate con tre diversi sistemi ad una basetta a circuiti stampati, le cui dimensioni possono essere facilmente dedotte per confronto con un normale fiammifero di legno. Come si può osservare, due elementi sono stati fissati alla basetta semplicemente introducendone i contatti metallici attraverso appositi fori, un terzo elemento è stato fissato introducendo invece la base di materiale isolante in un foro di maggiori dimensioni ed appositamente sagomato ad asola, rendendo così i due terminali della lampadina completamente indipendenti dal circuito, ed una quarta lampada è stata fissata piegando ad angolo retto i contatti dello zoccolo, in modo che il bulbo sporga verso l'esterno da un lato della basetta, per risolvere una particolare difficoltà derivante dalle esigenze di quella applicazione.

Come già abbiamo accennato, la varietà degli elementi e dei tipi di zoccoli che la Fabbrica mette in commercio a disposizione degli interessati è tale da colmare una vera e propria lacuna in questo campo.

UNA GAMMA DI APPARECCHIATURE E DI COMPONENTI ELETTRONICI DALL'UNIONE SOVIETICA

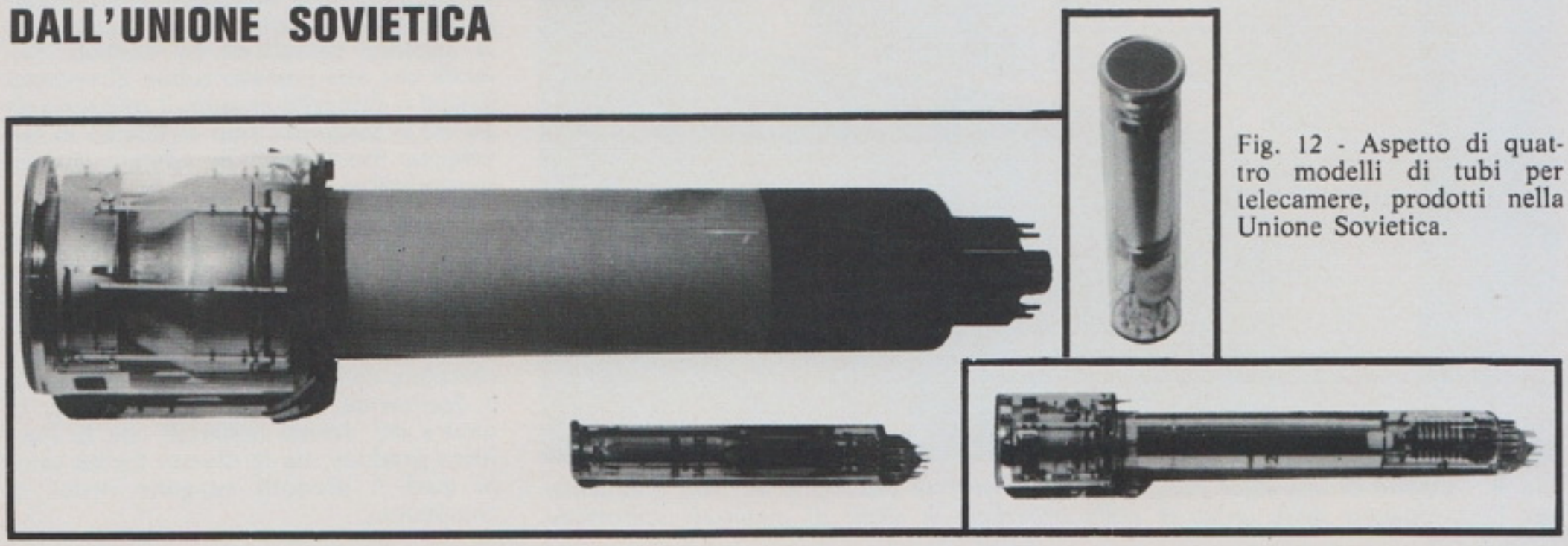


Fig. 12 - Aspetto di quattro modelli di tubi per telecamere, prodotti nella Unione Sovietica.

Una intera documentazione fotografica di apparecchiature e di componenti ci giunge dalla Electronorgtechnica - 121200 Mosca, G-200, Smolenskaja PL. 32/34 (Russia), che — attraverso la organizzazione V/O affiliata, esporta ed importa calcolatori, dispositivi per la acquisizione e l'elaborazione primaria dei dati, e provvede all'assistenza ai clienti ed all'installazione, nonché alla messa a punto ed alla fornitura delle apparecchiature, svolgendo l'attività di servizio relativa alle apparecchiature fornite dall'Unione Sovietica, nonché l'addestramento di personale tecnico straniero a tale riguardo.

La medesima organizzazione offre anche per l'esportazione valvole radio, semiconduttori, circuiti integrati, dispositivi a frequenza super-alta, strumenti funzionanti sul principio della scarica a gas, telecamere, e tubi oscilloscopici, fotomoltiplicatori, fotocellule, dispositivi ferromagnetici, nonché resistenze e condensatori.

Per dare un'idea dell'attuale livello produttivo, la figura 12 illustra quattro modelli di tubi per ripresa televisiva, e precisamente un modello di minime dimensioni, adatto alla realizzazione di telecamere portatili, due modelli di dimensioni medie, ed un modello di maggiori dimensioni, adatto alla realizzazione di telecamere di tipo professionale.

Si tratta di componenti che si presentano con buone caratteristiche di stabilità meccanica ed elettrica, le cui prestazioni sono state studiate in modo da consentirne un elevato grado di intercambiabilità rispetto ai tipi analoghi di produzione americana e giapponese.

La figura 13 illustra invece un esemplare di circuito integrato di produzione russa, avente le dimensioni approssimative di mm 12 x 24, contenente in totale 7 elementi semiconduttori, oltre ai componenti associati in veste integrata, sempre facenti parte del substrato.

Il componente presenta un totale di sedici terminali, disposti tutti lateralmente in modo da uscire da un lato dell'involucro, che risulta assente nella fotografia al solo scopo di mettere in evidenza la struttura interna del circuito.

Come è facile notare, il livello tecnico è indiscutibilmente elevato, soprattutto se si considera che questa unità è in grado di funzionare con buona linearità di responso nella gamma di frequenze compresa tra 50 e 20.000 Hz come amplificatore di Bassa Frequenza, con possibilità anche di modificarne le prestazioni, e di impiegare il circuito per la realizzazione di strumenti di misura.

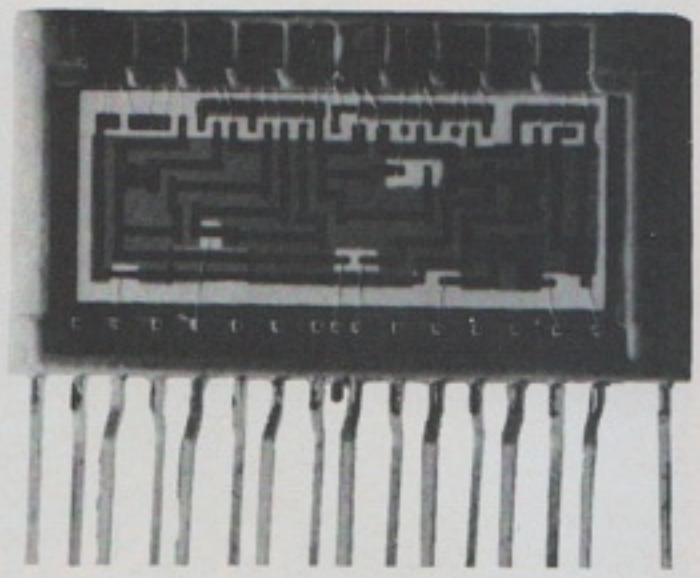


Fig. 13 - Esempio di circuito integrato di produzione russa, consistente in un amplificatore di Bassa Frequenza che si presta a diversi tipi di impieghi.

Unitamente alla suddetta documentazione fotografica, ci è stata comunicata la promessa di ulteriori informazioni tecniche più precise, che non mancheremo di pubblicare non appena saranno giunte in nostre mani, anche per quanto riguarda le altre branche di produzione della Fabbrica.

STRUMENTI DI PRECISIONE DI PRODUZIONE DANESE

Nel campo della realizzazione di strumenti di misura da laboratorio, si può affermare con tutta tranquillità che si tratta di una continua azione di ricerca, svolta per rendere le misure sempre più facili, rapide e precise.

L'industria danese non viene meno a questi principi, e lo ha dimostrato con la recente introduzione di due nuovi interessanti strumenti, fabbricati dalla Radiometer A/S, Emdrupvej 72 - Danimarca 2400 - Copenhagen -, che vengono qui illustrati.

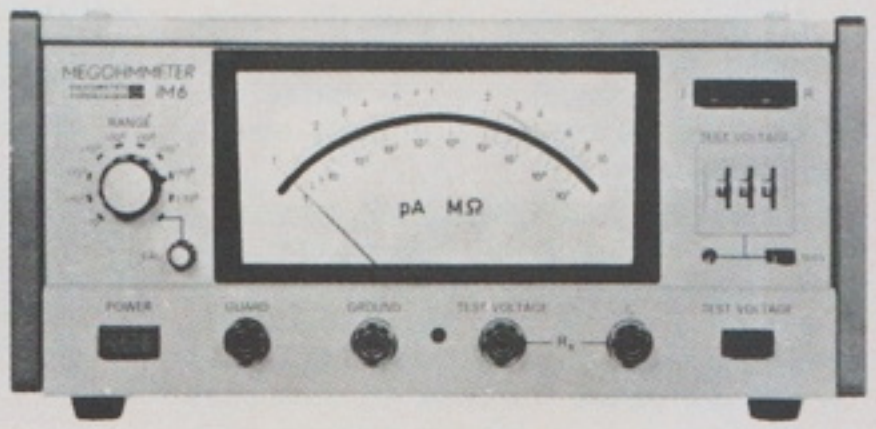
La *figura 14* rappresenta il Megaohmetro Mod. IM6, che è stato realizzato in base alle tecniche più avanzate, e che presenta le seguenti caratteristiche funzionali.

Lo strumento è munito di scale logaritmiche, e copre la gamma compresa tra 1 e 10^9 MΩ, in nove decadi ed in una sola portata, oppure può essere commutato in modo da coprire due decadi comprese tra 1 e 10^9 MΩ in 8 gamme sovrapposte.

La precisione di misura è pari al 5% del valore indicato.

La tensione di prova può essere selezionata mediante un commutatore rotante a tre sezioni, da un minimo di 1 V ad un massimo di 999 V, in scatti di 1V ciascuno, con possibilità di controllo nu-

Fig. 14 - Il pannello frontale del Megaohmetro Mod. IM6 presenta al centro lo strumento caratterizzato dalle scale logaritmiche, con il commutatore di portata sulla sinistra, il regolatore della tensione di prova ad indicazione numerica sulla destra, e tutti gli altri comandi disposti nella parte inferiore.



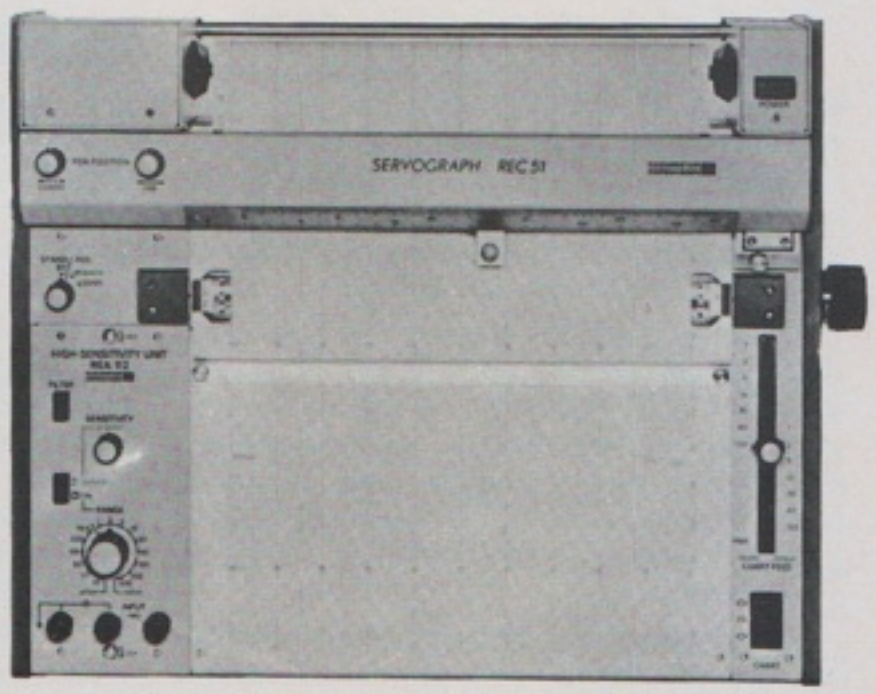


Fig. 15 - Il Servograph Mod. REC 51, fotografato dall'alto: si tratta di un chimografo a nastro scorrevole, in grado di eseguire registrazioni assai precise, attraverso tre tipi di penne intercambiabili.



PARIGI
PORTE DE VERSAILLES
6, 7, 8, 10 E 11 APRILE 1972

15° SALONE INTERNAZIONALE DEI COMPONENTI ELETTRONICI

La più importante rassegna mondiale dell'elettronica

Organizzata dalla S.D.S.A. Per qualsiasi altra informazione, e per ottenere la tessera d'ingresso, scrivere o telefonare a : Mostre Specializzate Francesi - Via Meravigli 12, 20123 Milano. - Tel. 863042

(Staccare lungo questa linea)

Desidero ricevere informazioni sul 15° Salone Internazionale dei Componenti Elettronici, e chiedo inoltre che mi venga inviata la tessera d'ingresso per la manifestazione.
Spedire questo tagliando a :
Mostre Specializzate Francesi
Via Meravigli 12 - 20123 Milano
tel. : 863042

Nome _____

Ditta : _____

Indirizzo _____

EO

PUBLI-SERVICE

merico diretto del valore scelto, attraverso un apposito contatore.

Dal momento che la tensione di prova presenta una stabilità migliore di 10^{-7} per variazioni della tensione di rete pari a ± 10%, e dal momento anche che il rumore di fondo è estremamente ridotto, questo strumento rappresenta la soluzione ideale per eseguire misure su grossi condensatori caratterizzati da una bassissima corrente di dispersione.

La bassa resistenza interna del Megaohmetro elimina la necessità di ricorrere a qualsiasi procedimento di carica manuale durante l'esecuzione delle misure sui condensatori.

La gamma dell'intensità di corrente è compresa tra 1 pA ed 1 mA in otto portate, ciascuna di due decadi, oppure da 1 pA ad 1 mA in una sola portata. Anche in questo caso la precisione è pari al 5% del valore indicato. La resistenza di ingresso è di 10 kΩ per correnti maggiori di 1 nA, e di 1 MΩ per correnti inferiori ad 1 nA.

Infine, una particolare presa di uscita adatta al collegamento ad un registratore copre nove decadi, e fornisce una tensione di – 0,5 V per decade, oltre al fatto che gli ingressi e le uscite sono disponibili per l'impiego con dispositivi di identificazione dei limiti.

Il Servograph Mod. REC 51, prodotto dalla medesima Fabbrica il cui aspetto è illustrato alla *figura 15*, è invece un registratore potenzialmente assai versatile, che può essere collegato alla maggior parte degli strumenti di normale impiego nei laboratori di fisica, di chimica e di elettronica.

Esso impiega un circuito amplificatore ad alto guadagno, che pilota un servomeccanismo attraverso il quale viene controllata la posizione dinamica di una penna.

Quest'ultima è meccanicamente accoppiata ad un potenziometro di precisione a cursore, collegato in un circuito di contro-reazione, che consente una regolazione molto precisa del guadagno globale dell'amplificatore, e della sensibilità del servo-sistema.

Le caratteristiche principali di questa apparecchiatura possono essere riassunte come segue:

— Sensibilità: fondamentale 500 mV per la totale deflessione della penna: con moduli intercambiabili, fino a 100 μV per la deflessione totale.
— Riproducibilità: ± 0,05%.
— Caratteristiche della penna: responso, 0,6 sec per il 99% della deflessione totale; soppressione dello «zero», corrispondente a 75 cm, pari a tre volte la larghezza del nastro scorrevole; comodità supplementari, funzionamento con penna ad inchiostro, con penna a feltro, o con penna a sfera.
— Nastro scorrevole: tipo standard da 250 mm di larghezza (rotoli o fogli); calibrazione dell'asse dei tempi: 12 passi, da 1 sec/cm a 2 ore/cm. Movimento possibile in entrambe le direzioni in avanti o indietro.
— Moduli intercambiabili: unità da 500 mW tipo REA 110, con escursione completa a 500 mV.
— Accessori facoltativi: scatola cambio tipo D761, e sistema meccanico di eccitazione della penna, tipo REA 300.
— Alimentazione: 115/220 V, 50 Hz, circa 45 VA dissipazione.

INVOLUCRI TRASPARENTI AI SILICONI PER COMMUTATORI

Una nuova produzione di involucri e mascherine in gomma trasparente (in parte rigida ed in parte flessibile) ai siliconi, fabbricati dalla RUBRGLAS, è stata messa in commercio dalla Multi-Flex Seals Inc., 60 East 42a ND 42d Street, New York - USA - per l'impiego con commutatori a levetta ed a pulsante.

Si tratta di involucri di protezione a perfetta tenuta d'acqua, adatti a proteggere i componenti contro gli agenti atmosferici, senza nasconder-



Fig. 16 - I dispositivi di protezione per interruttori a leva ed a pulsante possono essere applicati sul pannello, e consentono di usare il dispositivo protetto senza nasconderlo.

ne l'eventuale codice a colori, la targhetta recante i dati, o la posizione in cui si trovano.

L'aspetto di alcuni modelli è illustrato alla figura 16, che mette in evidenza la buona trasparenza di questi dispositivi di protezione, attraverso i quali lo interruttore o il pulsante può essere azionato nel modo convenzionale, senza che la parte che normalmente viene spostata o premuta con le dita della mano sia a contatto diretto con l'esterno.

Si tratta di dispositivi di impiego ideale sia nelle applicazioni normali, che - a maggior ragione - nelle applicazioni per installazioni esterne, soprattutto nei casi in cui l'atmosfera è satura di polvere, o di gas o sostanze inquinanti e corrosive (salmastro), che possono a lungo tempo compromettere l'integrità degli interruttori e dei componenti interni, a seguito di infiltrazioni attraverso le diverse aperture, provocando incertezze di contatto, perdite di isolamento, scariche, ossidazioni, scintillii, ecc.

Caratterizzati da una durata di immagazzinamento di oltre 25 anni, e da una notevole resistenza agli acidi, ai sali, all'acqua, alla luce, ecc., questi sistemi di protezione possono essere adottati e/o conservati per un periodo di tempo praticamente indefinito. I siliconi mantengono le loro eccellenti caratteristiche elettriche, entro una gamma di temperature compresa tra un minimo di — 107°C ed un massimo di + 260°C.

Naturalmente, la parte piatta di questi dispositivi di protezione è rigida, mentre la parte nella quale trova posto la leva dell'interruttore o il pulsante presenta una flessibilità ed una elasticità sufficienti per consentire l'uso del commutatore protetto, senza alcun impedimento nonostante l'azione protettiva.

multi-passo, che consente da tre a sette uscite con un singolo settore del diametro di 12 mm, in involucro ermeticamente sigillato. I moduli sono anche disponibili come componenti di tipo convenzionale, per l'impiego nei circuiti normali di commutazione o negli impianti a linee coassiali.

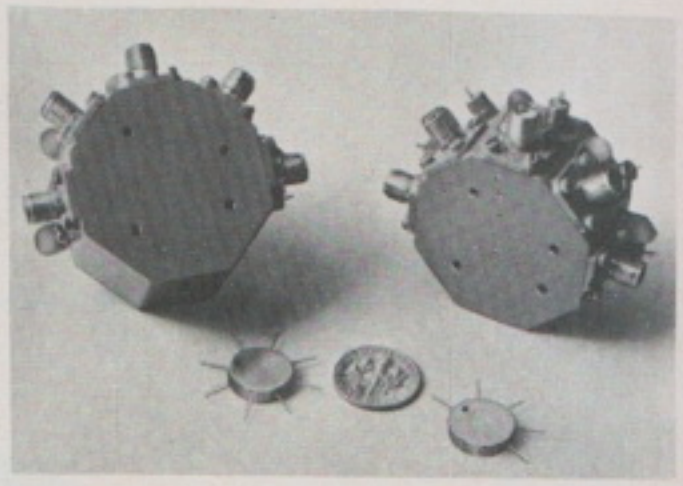


Fig. 17 - Esempi di commutatori rotanti della nuova serie, che consentono una perfetta sicurezza anche con un uso prolungato.

COMMUTATORI MULTIPLI DI NUOVA PRODUZIONE

Uno dei problemi più sentiti nel campo della realizzazione di ricevitori televisivi e di qualsiasi altra apparecchiatura elettronica che imponga l'uso dei commutatori a basse perdite capacitive ed induttive (come ad esempio gli strumenti di misura, i generatori di segnali, gli apparecchi per telecomunicazioni, ecc.), specie se di tipo rotante, è quello della resistenza degli stessi commutatori all'usura, della costanza del contatto elettrico, della bassa rumorosità, e delle eventuali intermittenze che derivano da un lungo impiego.

Sotto questi particolari aspetti, presenta un certo interesse la nuova gamma di commutatori a posizioni multiple che consentono fino a dieci uscite ed una gamma di frequenze di funzionamento assai estesa, recentemente introdotta dalla Crown Microwave Inc., B Street, Burlington, Mass. 01803 - USA.

I nuovi commutatori, alcuni esemplari dei quali sono qui illustrati alla *figura 17*, funzionano entro una gamma di frequenze che si estende da 0,2 a 18 GHz. La flessibilità di impiego è stata raggiunta grazie ad un nuovo modulo

L'aggiunta di questa nuova serie di commutatori permette oggi alla Crown di soddisfare praticamente qualsiasi esigenza nel campo della commutazione. Ad esempio, un modulo ad una via e due posizioni, abbinato a due moduli ad una via e cinque posizioni può consentire l'allestimento di un efficace sistema di commutazione a dieci uscite.

Il collegamento in cascata dei suddetti moduli permette inoltre un effetto di commutazione fino ad un massimo di ben quarantanove uscite indipendenti.

Rivolgendosi alla Fabbrica, è naturalmente possibile ottenere una completa documentazione sui commutatori di nuova produzione.

ANCORA UNA SERIE DI RACCORDI

Una nuova serie di raccordi assai economici, prodotti dalla Augat Inc., 33 Terry Ave. Attleboro, Mass. 02703 (USA), si presta all'impiego come modulo base con un unico involucro di copertura (a sommità aperta, per consentire l'annegamento in materiale termo-plastico dei terminali saldati alla parte interna dei contatti).

La foto di figura 18 illustra l'aspetto tipico di uno di questi connettori, e mette in evidenza il sistema di fissaggio dell'involucro superiore aperto alla basetta recante — in questo caso — un totale di 14 contatti a spinotto.

Questi componenti sono disponibili però anche nella versione a 16 contatti, con guida di polarizzazione e numero di identificazione.

La basetta recante i contatti ed il coperchio sono disponibili separatamente: il materiale isolante è a base di nailon e di vetro, ed i contatti in ottone sono nichelati, e sottoposti in seguito a doratura galvanica, per evitarne l'ossidazione.

Grazie alla loro particolare flessibilità di impiego, questi nuovi raccordi consentono una semplice soluzione ad alcuni problemi di collegamento, che facilmente vengono riscontrati in alcune branche dell'industria elettronica.

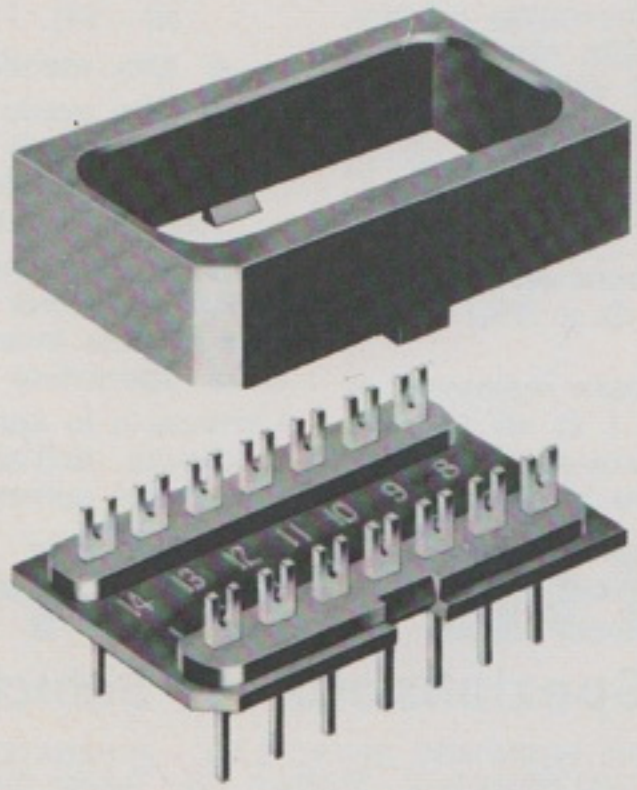
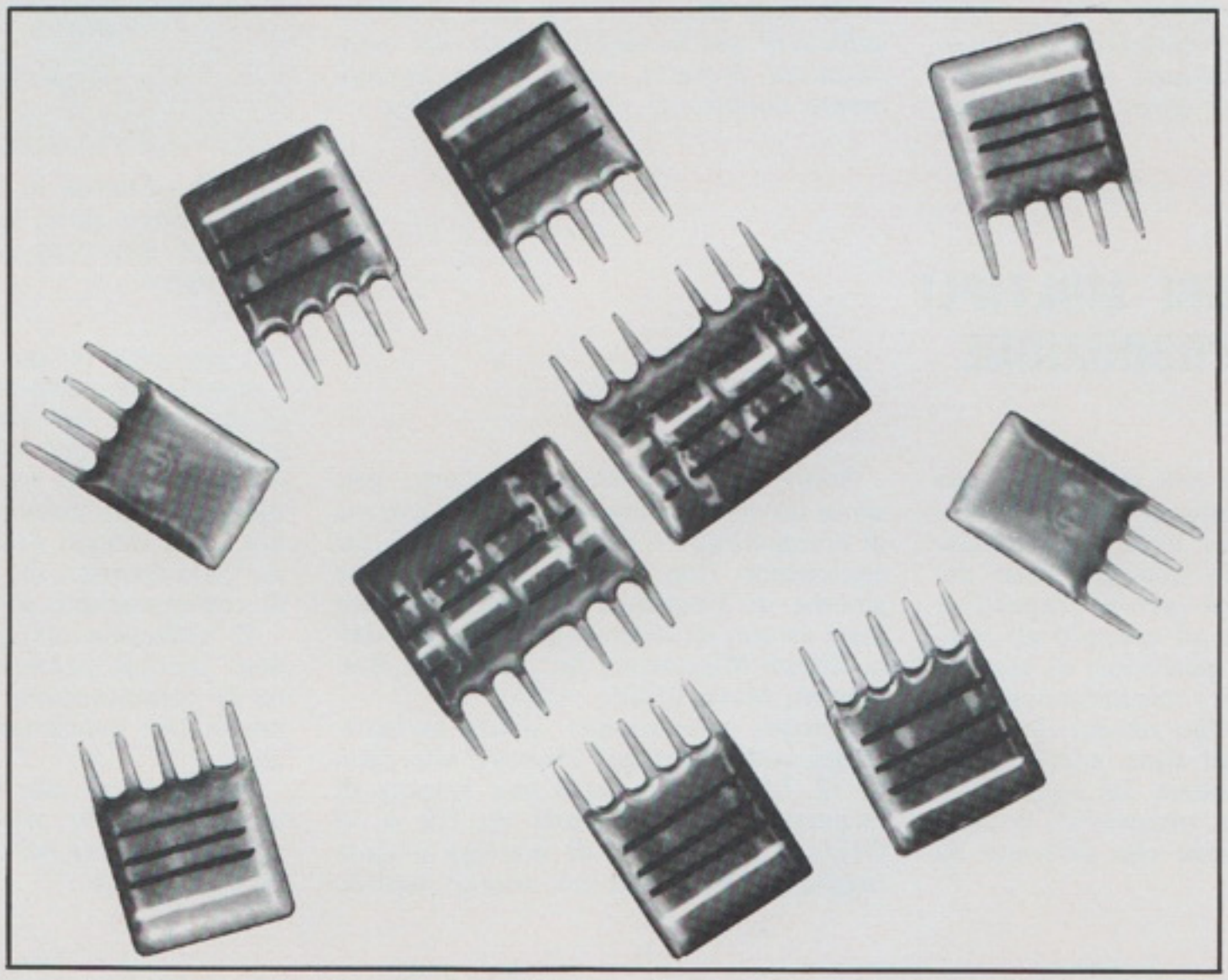


Fig. 18 - Fotografia di uno dei connettori a quattordici contatti, munito di coperchio con parte posteriore aperta, per consentire l'introduzione di materiale termoplastico per la protezione delle saldature.

MODULI DI RESISTORI PROFESSIONALI



I problemi di miniaturizzazione e di riduzione dei costi di montaggio sono stati risolti da un nuovo prodotto realizzato dalla «Beyschlag»: i network con resistori della serie SBB 0207 ed MBB 0207.

I moduli di resistori Beyschlag offrono, rispetto ai circuiti a film sottile od a film spesso, i seguenti vantaggi:

— possibilità di combinare da 1 a 10 pezzi con vari tipi di resistori (a strato di carbone o a strato metallico).
— possibilità di combinare resistori con tolleranze differenti da ± 5%; ± 2% e ± 1%.
— possibilità di combinare resistori con valori compresi tra 1 Ω ed 1 M Ω.
— possibilità di realizzare economicamente anche piccole serie.
— prestazioni ad alto livello dovute alle caratteristiche dei resistori Beyschlag; in particolare:
  - Basso rumore di fondo (consente il loro inserimento anche negli stadi di ingresso di amplificatori HI - FI).
  - Alta stabilità.
  - Alto grado di affidabilità.
— possibilità di combinazioni serie/serie - parallelo/parallelo secondo lo schema fornito dal cliente.

I moduli sono perfettamente isolati ed hanno un'ottima sicurezza di contatto; sono inoltre insensibili alla temperatura delle operazioni di saldatura.

L'altezza e lo spessore sono costanti, la lunghezza dell'assieme dipende unicamente dal numero dei resistori.

BEYSCHLAG

Spezialfabrik für Schichtwiderstände

DR. BERNHARD BEYSCHLAG - APPARATEBAU GMBH
2280 Westerland - Postfach 128 - Telefon (04651) 5055 - Telex 022227

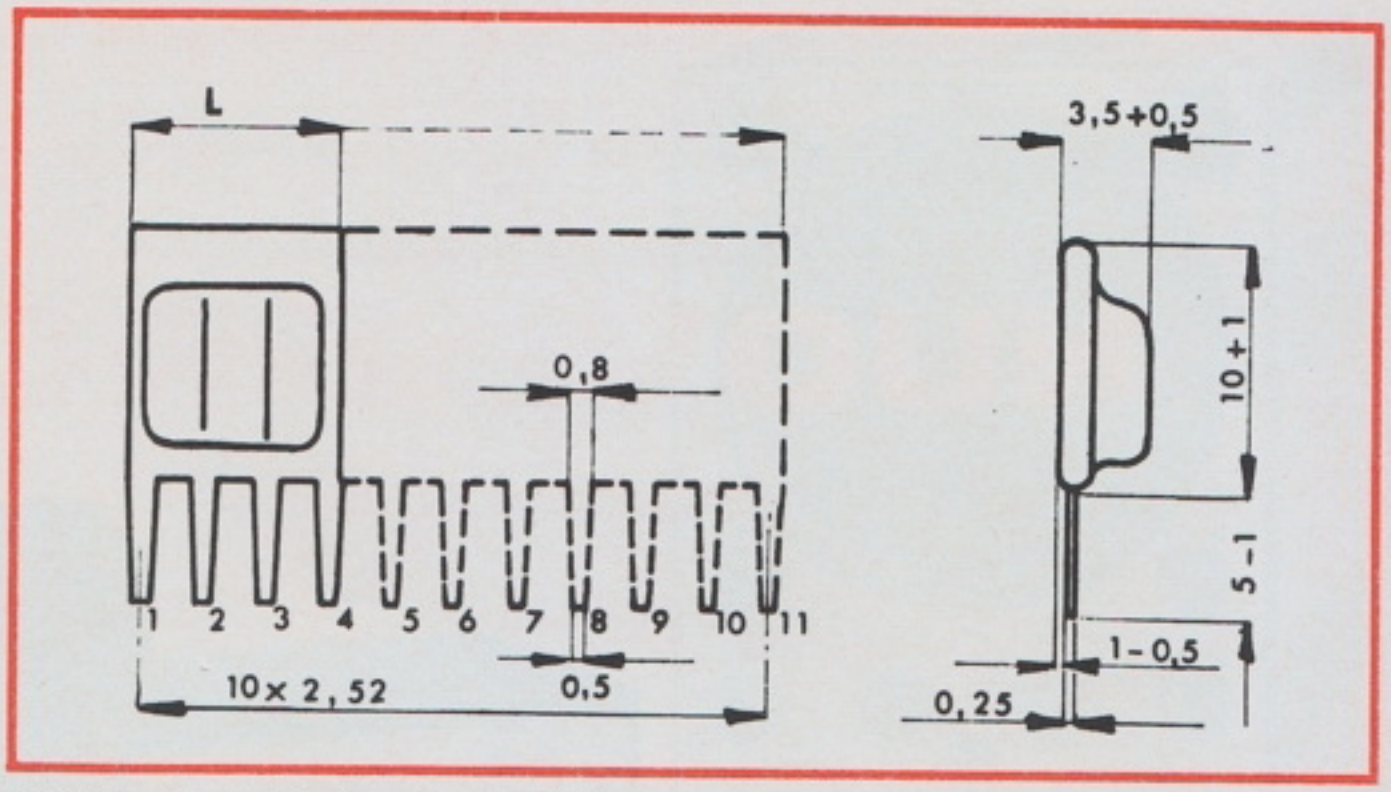
Tensione massima di lavoro per ogni resistore

V max = 100 Vc.c. o Vc.a. efficace
V max = 140 Vc.a. di punta

Tensione limite del modulo, senza rottura dell'isolamento: 250 V ≃

Dissipazione in funzione della temperatura con riduzione lineare a zero a 130°C.

Dissipazione del modulo (Δ)	P_{40} (W)	P_{70} (W)
ogni singolo resistore	0.3 max	0.2 max
per due resistori affiancati	0.3 max	0.2 max
tutto il modulo, ogni resistore	0.15 max	0.1 max



(Δ) Considerando la reciproca influenza termica tra i vari resistori.

Numero dei resistori	3	4	5	6	7	8	9	10
Numero dei terminali (*)	4	5	6	7	8	9	10	11
Lunghezza totale [L + 1 mm] (*)	8.6	11.1	13.6	16.2	18.7	21.2	23.7	26.2

(*) per moduli normali;
possibili anche esecuzioni speciali.

MODO D'ORDINE

Resistore n.	Resistore tipo *	Valore ohmico (Ω) **	Tolleranza dei singoli resistori (%) **	Note
1				
2				
3				
4				
5				
6				
7				
8				
9				
10				

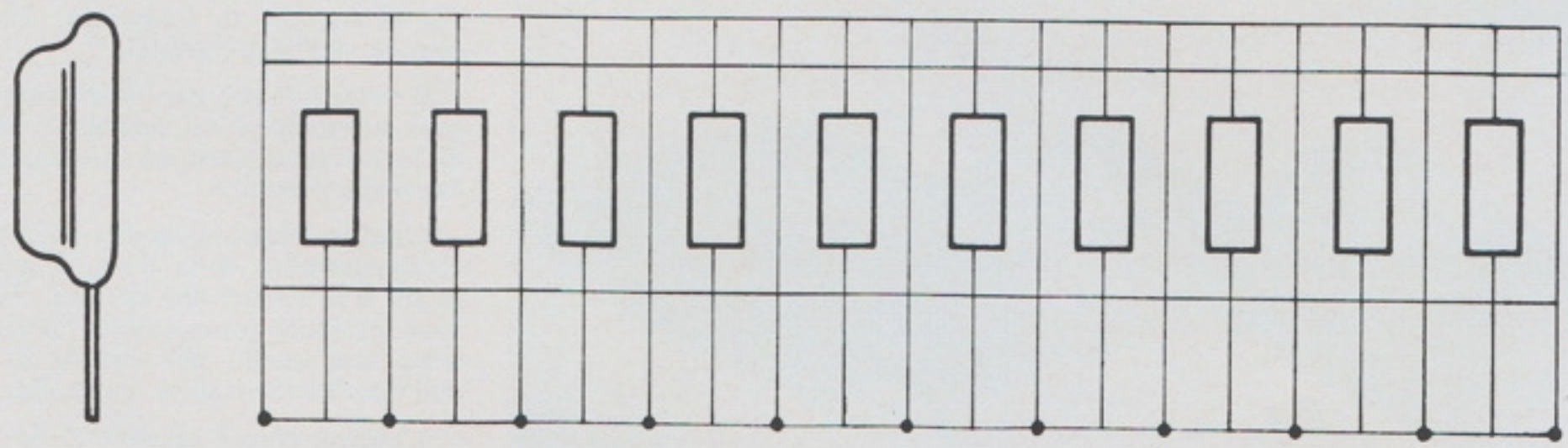
* a strato di carbone (SBB)
a norme DIN 44052 (Cat. KS)
a strato metallico (MBB)
a norme DIN 44061 (Cat. MF)

** tipo SBB - serie E 24
tolleranze ± 5% e ± 2%
da 1 Ω ad 1 M Ω
(da 1 Ω a 9.1 Ω a richiesta)

tipo MBB - serie E 24
tolleranza ± 2 %
da 10 Ω a 49.9 Ω

tipo MBB - serie E 24 - E 96
tolleranze ± 2% e ± 1%
da 50 Ω a 100 k Ω

Tracciato sul quale il cliente potrà schematizzare i collegamenti da effettuare fra i vari resistori (numero massimo 10 con 11 terminali).



BEYSCHLAG

Spezialfabrik für Schichtwiderstände

NUOVI PRODOTTI



COMMUTATORI A STATO SOLIDO DA 1 ns

Una serie di commutatori molto compatti (fig. 1) che hanno un tempo di commutazione soltanto di 1 ns sono miniaturizzati per l'installazione diretta su circuiti stampati e sono ora disponibili presso la «Anzac Electronics, Division of Adams Russel Co».

La reiezione di commutazione è migliore di 45 dB a 10 MHz e migliore di 25 dB a 200 MHz.

Rispetto ad altri tipi di commutatori a stato solido, questa serie fornisce una più elevata separazione fra le uscite (migliore di 50 dB) per tutte le frequenze da 10 a 200 MHz.

Questi commutatori a stato solido sono caratterizzati da un minimo assorbimento di corrente (10 mA per il mod. SW-102).

Complessivamente sono disponibili tre modelli per i vari livelli di potenza di entrata e precisamente:
0 dBm (SW-102); +10 dBm (SW-103); +20 dBm (SW-104).

Le perdite d'inserzione tipiche sono minori di 2 dB su tutta la gamma di funzionamento. Il prezzo per quantitativi da 1 a 5 è di dollari 85 per il tipo SW-102, di dollari 95 per il SW-103 e di dollari 105 per il tipo SW-104.

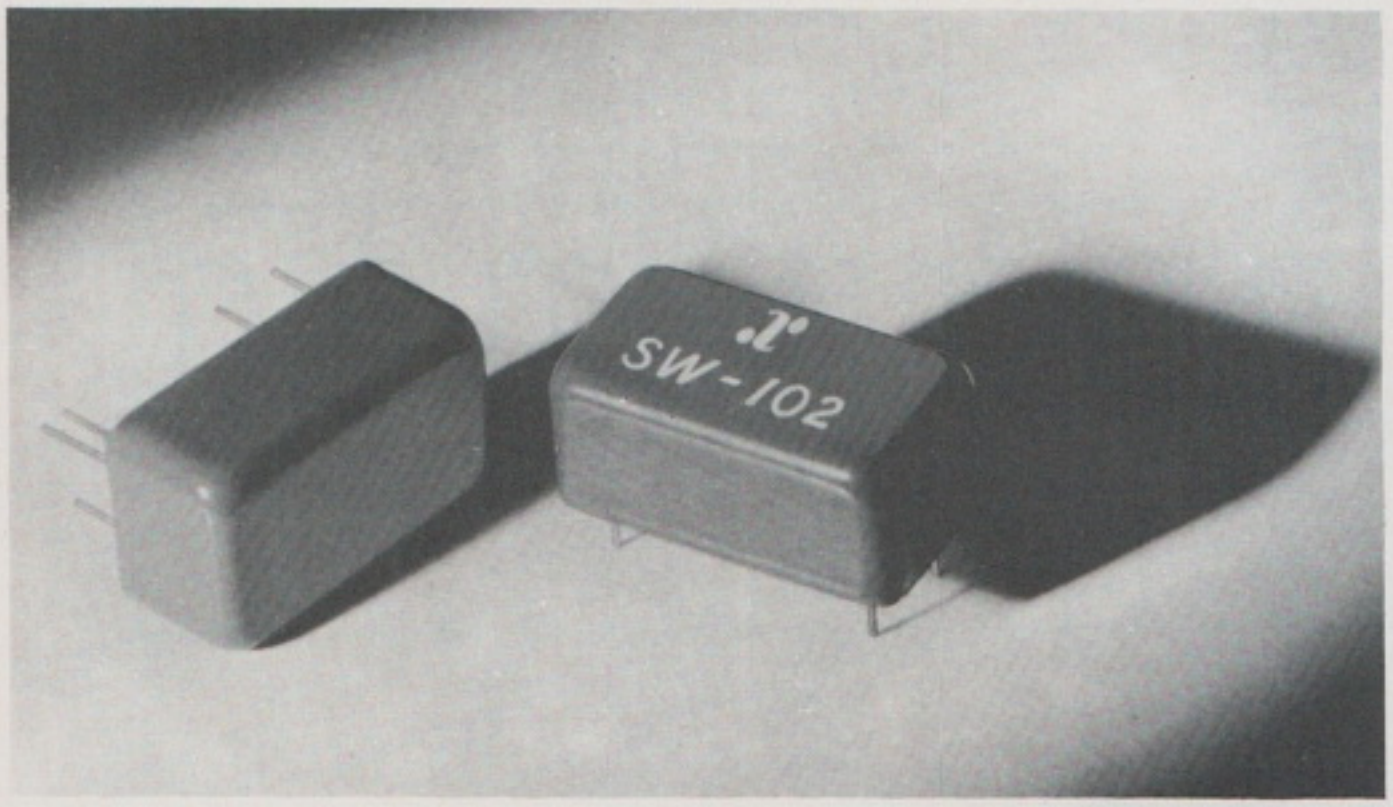


Fig. 1 - Commutatori SW-102 a stato solido per frequenze da 10 a 200 MHz della «Anzac Electronics» di Waltham (USA).

Ulteriori informazioni possono essere ottenute rivolgendosi a: «Anzac Electronics» 39 Green Street, Waltham, Mass. 02154 (USA).

ANALIZZATORE DI TRASMISSIONE DEI DATI

Il TF Data Line Analyser è un apparecchio portatile, concepito per la prova ed il controllo delle linee destinata alla trasmissione delle informazioni, recentemente realizzato dalla «Marconi Instruments».

Esso è essenzialmente composto da una sorgente di segnali di prova e da un circuito di misura, entrambi messi in servizio mediante un solo selettore e con tre possibilità di misura. Queste sono:
— indice da picco a picco; caratteristiche di risposta in frequenza; livello di rumore dell'installazione.

Il principio del suo funzionamento si basa sull'invio di un segnale di valore e di forma noti, oltre ad effettuare l'analisi della ricezione.

L'indice massimo-medio determina il comportamento della linea, il guadagno totale e la distorsione di fase. Tali dati sono ottenuti comparando l'indice predetto con quello del segnale di uscita dell'installazione sotto controllo.

L'apparecchio è alimentato da tre elementi di pila che forniscono 18 V, con una erogazione di corrente di 50 mA. Le dimensioni sono: 200 x 280 x300 mm con un peso di 6,75 kg.

L'apparecchio può essere utilizzato per la regolazione degli equalizzatori e

per il controllo dei modulatori-demodulatori, permettendo di verificare il funzionamento di tutte le installazioni con bande di frequenze vocali, come avviene anche per le reti telefoniche, coassiali, collegamenti a microonde, ecc.

SISTEMA PER LA CORREZIONE AUTOMATICA DEI TESTI

E' stato presentato un sistema per la correzione automatica dei testi denominato «Cora».

Ideato dalla «Motorola» è di imminente presentazione sul mercato.

Ciò potrà interessare i settori che praticano il controllo automatico delle conoscenze, come pure le ditte che hanno una massa importante di testi da vagliare.

Il sistema si compone di un piccolo lettore ottico e di una memoria di 128 parole di 5 bits oltre ad elementi aggiuntivi visualizzatori.

Il principio di funzionamento è il seguente: le risposte alle questioni sono contrassegnate con matita su schede standard o su documenti secondo il numero di risposte attese (50 o 128).

Il lettore ottico analizza le zone contrassegnate comparandole alle risposte esatte, precedentemente memorizzate mediante schede riempite da esperti. Gli errori e le risposte esatte sono conteggiate di volta in volta: il loro numero viene visualizzato mediante tubi Mixie ed eventualmente elencate su un terminale stampante.

E' prevista la registrazione anche di un numero d'identificazione relativo alla persona che corrisponde a ciascuna scheda.

Un perforatore di nastro può anche essere collegato e la perforazione viene ottenuta come un sottoprodotto dell'operazione. Questi nastri possono fornire dei dati statistici.

Nel caso dell'insegnamento, i professori possono disporre di un mezzo rapido di controllo delle conoscenze apprese e graduare il loro insegnamento in funzione dei risultati ottenuti.

TERMINALE MINI-WRAP

La «Vero Electronics» annuncia l'introduzione di un terminale mini-wrap progettato per essere usato su fori di 0,040 mm di diametro e con possibilità di bloccaggio o saldatura in sito.

La testa è provvista di un taglio per ricevere i terminali dei componenti in modo da permettere l'impiego del terminale anche su pannelli piani.

L'esecuzione è in bronzo fosforoso con lunghezza massima di 17,53 mm.

Ulteriori informazioni possono essere ottenute da: «S.A. Cratchley» - Taylor Advertising Ltd. - Castle Chambers, Landsdowne Hill, Southampton (Inghilterra).

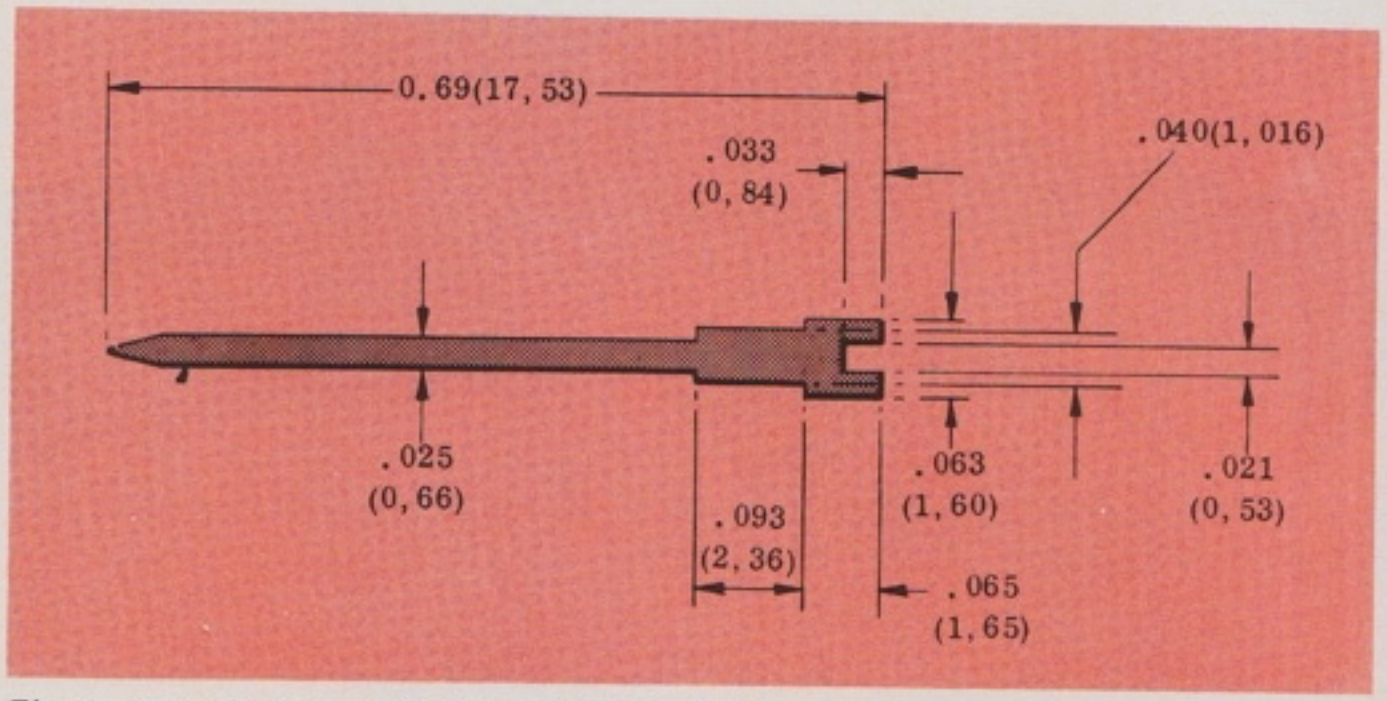


Fig. 2 - Terminale mini-wrap per fori da 1,016 mm. In questa figura le quote sono espresse in pollici e quelle fra parentesi in millimetri.

VOLMETRO ELETTRONICO DIFFERENZIALE

Un nuovo voltmetro differenziale per c.c., d'impiego molto facile, utilizzabile come campione di tensione è stato realizzato dalla «Wayne Kerr».

L'apparecchio, tipo M 400, fornisce un'indicazione a 6 cifre per tutte le tensioni continue comprese fra 100 mV ed 1 kV con una risoluzione massima di 1 μV.

Il suo impiego si riduce a scegliere la gamma di misura dopo aver collegato la tensione da provare, manovrando quindi le manopole comprendenti 6 decadi ed aumentando la sensibilità del galvanometro fino a quando si ottiene l'azzeramento.

Subito dopo si legge il valore richiesto sulle cifre delle decadi.

A 20°C la precisione di misura è $\pm 10^{-4} \pm 10$ μV da 300 mV a 30 V e di $\pm 1{,}2 \times 10^{-4} \pm 100$ μV sulle gamme 300 V ed 1 kV.

Ciò è ottenuto mediante la compensazione fra la tensione di misura e quella del circuito divisore Kelvin-Varley, alimentato da una tensione stabilizzatissima.

Questa tensione non è minimamente influenzata dalle tensioni comune a 50 Hz, il cui valore di picco raggiunge circa 10^5 volte la tensione di deviazione massima dell'indicatore di zero.

Sono ammissibili anche dei segnali a 50 Hz che raggiungono 50 volte la zona di azzeramento. Al di sotto di 50 Hz la reazione serie aumenta di 20 dB per ottava; quella in modo comune in c.c. è superiore ad 80 dB.

DIODI ZENER INCAPSULATI IN DO-35

La più recente tecnica planare viene usata da qualche tempo per fabbricare anche una famiglia di diodi Zener miniaturizzati che consente ai progettisti di ottenere elevate densità di montaggio.

Il diodo Zener, denominato BZX79 è incapsulato in DO-35 lungo solo 4,25 mm e con diametro di 1,85 mm; all'incirca 1/4 del ben noto tipo DO-7.

La tecnica planare usata ha consentito di realizzare diodi Zener con una bassissima corrente inversa di perdita, con caratteristiche aventi un brusco ginocchio ed una resistenza a bassa pendenza.

I diodi di questa serie hanno una tensione nominale compresa fra 5,1 e 75 V ± 5% ed hanno una dissipazione massima di 400 mW, più che sufficienti per le applicazioni a correnti deboli. Gli equivalenti JEDEC sono denominati 1N5729B ÷ 1N5757B.

ZOCCOLI MONOSTRISCIA

Zoccoli per montaggi wirewrap, oppure a saldatura, sono ora disponibili in pezzi singoli od assemblati su pannelli di qualsiasi lunghezza desiderata, con contatti e terminali spaziati di 2,54 mm.

Possono essere costruite delle unità per soddisfare qualsiasi esigenza con lunghezze standard di 25 contatti per un totale di 2.500.

La fig. 3 mostra un tipo di zoccoli a 25, 22, 16, 10, 8 e 5 terminali che possono essere uniti per creare configurazioni quadrate, rettangolari o dual-in-line.

I terminali sono in un solo pezzo in materiale elastico rame-berillio, con nichelatura e doratura; la parte in plastica è in polisolfonato. Il prezzo negli Stati Uniti per gli zoccoli con 25 contatti è di dollari 1,22 per quantitativi da 1 a 100 pezzi.

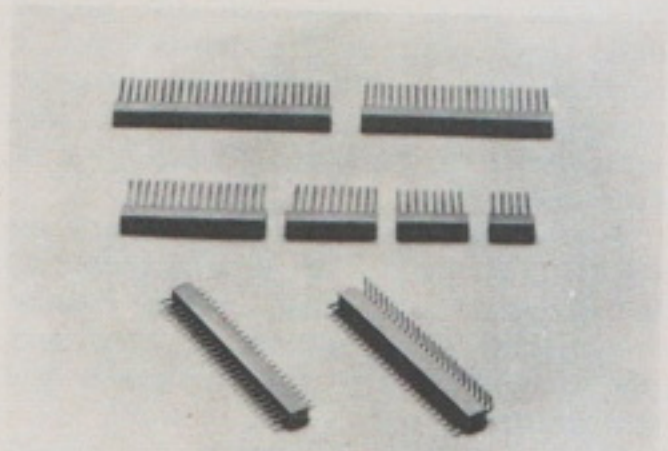


Fig. 3 - Zoccoli «Robinson-Nugent» a 25, 22, 16, 10, 8 e 5 terminali.

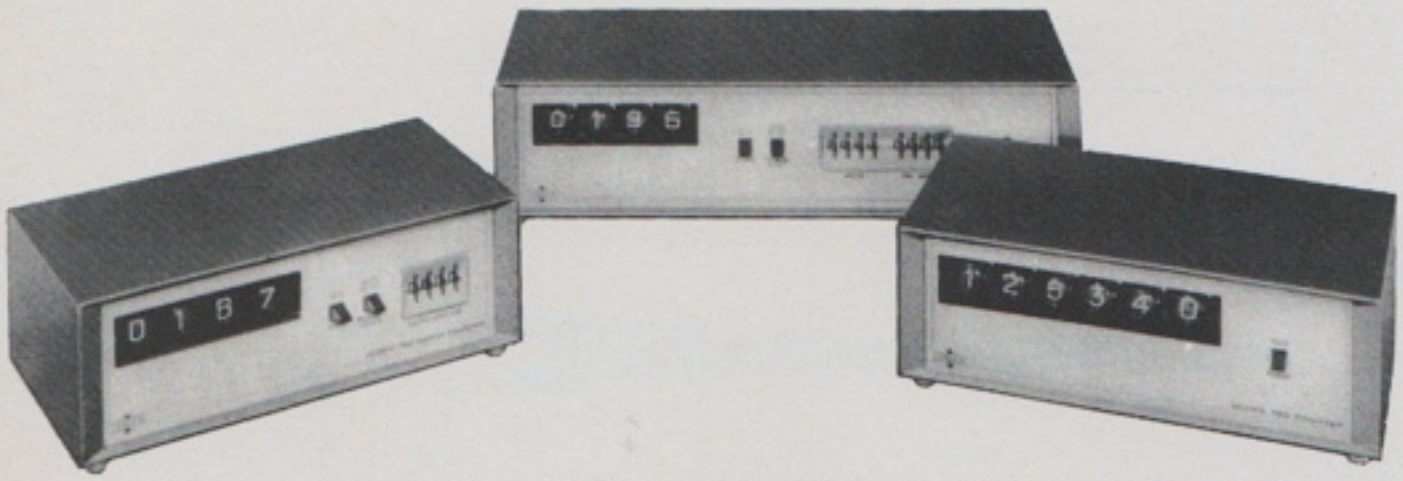


Fig. 4 - Contatori e totalizzatori elettronici, serie 700, della «Londex Ltd.» con velocità di conteggio di 100 kHz ed 1 MHz.

Per informazioni, rivolgersi a: «Robinson-Nugent», Inc., 800 E, 8th, New Albany, Ind., 47150 (USA).

CONTATORI E TOTALIZZATORI ELETTRONICI

Una serie di contatori e totalizzatori elettronici (serie 700) è stata annunciata dalla «Londex Limited».

Tutte le unità sono disponibili con uscite digitali da 1 a 5 cifre (fig. 4).

I totalizzatori danno un massimo conteggio di 999,999 sino a 100 kHz con una massima velocità di 5s.

Una massima velocità di conteggio dei contatori elettronici è invece di 1 MHz.

Progettati per applicazioni sia industriali che di laboratorio, questi contatori permettono l'attuazione di contatti, microinterruttori, relè reed, ecc.

Nei casi in cui è richiesta una fotocellula di entrata come unità attivatrice, le apparecchiature sono predisposte per tale applicazione.

I segnali di uscita possono essere utilizzati per controllare le più diverse apparecchiature ed i segnali hanno un livello di 24 V - 50 mA.

Le dimensioni delle unità, che funzionano a 110 oppure a 240 V, sono di: 191 x 115 x 343 mm; alcune apparecchiature più complesse hanno quest'ultima misura, che si riferisce alla lunghezza, che raggiunge i 488 mm.

Per maggiori informazioni, rivolgersi a: «Londex Ltd.» P.O. Box 79, 207 Anerley Road, London S.E. 20 (G.B.).

POLVERE SILICONICA

La grande industria francese «Rhône-Poulenc» ha presentato fra altre novità, delle particolari polveri polivalenti al silicone che permettono di ricoprire componenti in materiale plastico con uno strato di materiale protettivo e di raccordo.

I pezzi ottenibili possiedono delle caratteristiche particolari di robustezza alle avversità ambientali, come l'autoestinguibilità della fiamma, la repellenza per la umidità e la resistenza alle alte temperature.

Questa polvere siliconica (in catalogo col n. 10901) permette di ricoprire di uno strato plastico sia i componenti attivi che quelli passivi aprendo nuove vie all'assemblaggio ed all'utilizzazione di massa.

FILTRI SINTONIZZABILI

La nuova serie 730 dei filtri attivi sintonizzabili presentati dalla «Analog Devices, Inc.» sono del tipo tetrapolare-basso, con possibilità di regolazione esterna della frequenza di taglio.

Disponibili con curve di risposta Butterworth o Bessel, questi filtri soddisfano tutte le più progredite specifiche di mercato.

La sintonizzabilità esterna può variare da 0,1 Hz a 20 kHz con un rapporto di 20 : 1 oppure 200 : 1.

In particolare, esistono quattro versioni ampiamente sovrapponibili agli estremi fra loro che coprono la gamma di 1-20 Hz; 10-200 Hz; 100-2000 Hz e 1.000-20.000 Hz.

Il guadagno di passa banda è mantenuto entro l'unità in ±0,02 dB (±0,2%) mentre l'uscita c.c. offset raggiunge il massimo rapporto di 50 μV/°C.

Come negli amplificatori operazionali, la tensione di offset può essere regolata sino a zero usando un potenziometro esterno di regolazione.

I filtri sono disponibili in versione modulare di 73 x 33 x 25,4 mm.



Fig. 5 - Filtro attivo sintonizzabile della serie 730, costruito dalla «Analog Device, Inc.» di Nordwood (Masschussetts).

Il rumore di fondo è di 75 μV sino alla frequenza di 20 kHz per cui questi filtri possono essere degli utili componenti per la trasmissione di dati, applicazioni strumentali, apparecchiature analizzatrici di frequenza ed in tutti i casi in cui la fedeltà e regolabilità del segnale sono rigorosi.

Questi filtri (fig. 5) sono disponibili, negli Stati Uniti, entro due settimane dall'ordine al prezzo di dollari 69 con sconti particolari per forti quantitativi.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: «Analog Devices, Inc.» Route 1 Industrial Park - P.O. Box 280 - Norwood, Mass. 02062 (U.S.A.).

STRUMENTI PER TRASDUTTORI

La «Welwyn Electric Ltd.» ha approntato due apparecchiature per la misura dei trasduttori.

Si tratta in particolare del tipo 200 che incorpora un amplificatore c.c. che fornisce una lettura universale dell'uscita di trasduttori del tipo strain gauge.

Il guadagno è controllato mediante una reazione negativa ottenuta con un circuito che incorpora un potenziometro calibrato a 5 giri.

Elevata è l'impedenza di entrata; ampio il responso a tutte le frequenze; bassa l'impedenza di uscita.

La scala, di cui è munito lo strumento, è tarata direttamente in millivolt; qualsiasi trasduttore può essere tarato senza necessità di mettere tutto il sistema sotto carico.

Oltre a questo strumento, la stessa ditta ha approntato lo strumento tipo 51 che è particolarmente adatto per tarare sistemi che impiegano anch'essi strain gauge, evitando l'inconveniente di dover applicare dei carichi conosciuti ai trasduttori per ottenere una taratura generale.

E' particolarmente utile dove dei carichi noti, per esempio per 100 ton, non sono praticamente disponibili. Questa strumentazione permette anche dei facili controlli e delle riparazioni dei sistemi già installati, con minima perdita di tempo.

Per convenienza degli operatori, questa unità è corredata da una tavola di valore equivalenti che corrispondono a ciascun peso di carico e relative uscite in tensione per gli strain gauge più comunemente usati.

Le apparecchiature sono in vendita presso: «Welwyn Electric Ltd.» - Strain Measurement and Equipment Division, 70 High Street, Teddington, Middlesex (G.B.).

NUOVI TUBI INDICATORI

Conformemente agli accordi intervenuti con la Burroughs, il gruppo componente della «ITT» ha annunciato la presentazione di due tubi visualizzatori numerici a catodo freddo ed indicazione laterale.

I componenti presentano una durata molto grande e sono destinati particolar-

mente ai piccoli calcolatori da tavolo ed a tutte le applicazioni a cui è essenziale l'economia di spazio.

In particolare, sono disponibili i tipi 585S, concepiti per funzionare in tempo suddiviso, in base ad un principio di stroboscopia anodica, mentre i tipi 5870 S sono destinati a lavorare con corrente continua in funzionamento impulsivo, con delle correnti catodiche di punta che possono arrivare sino al valore nominale di 10 mA.

Questi tubi permettono la visualizzazione dei numeri da zero a nove con punto decimale a sinistra od a destra di ciascun carattere principale.

I caratteri hanno un'altezza di 13,5 mm ed una larghezza di 7,6 mm con bulbo di vetro di 13 mm di diametro e 30,5 mm di altezza.

I collegamenti sono assicurati mediante 14 conduttori con configurazione lineare per montaggio su circuito stampato.

I tubi funzionano con una tensione di alimentazione anodica di 200 V ed una corrente catodica di punta di 14 mA per il mod. 5853S e di 3,2 mA (con punto decimale) per il mod. 5870 S.

Il primo tipo di tubo ammette degli impulsi di 100 μs ad una frequenza di 500 Hz.

PANNELLO MODULARE

Un nuovo pannello modulare particolarmente studiato per circuiti integrati che devono essere montati nella custodia MP-1665 permette l'interconnessione sino a 9 I.C. dual-in-line con altri 14 moduli strumentali.

Il disegno modulare dei componenti come le sorgenti millivoltmetriche, electrometriche, i ponti di Wheatstone, ecc. forniscono un'alta flessibilità di progetto e d'impiego (fig. 6).

Questo completo sistema di controllo e di misura per le necessità accetta entrate da qualsiasi virtuale rivelatore come ad esempio: fotocellule, termocoppie, tubi di Geiger, ecc.

Il prezzo del contenitore è di 2150 dollari.

Una versione estesa, tipo MP-1176, include un registratore da 10", un alimentatore da 50 W ed accessori. Il tutto per il prezzo di dollari 3320.

Per complete informazioni, chiedere il bollettino n. 1012 scrivendo a: «Mc Kee-Pedersen Instruments, P.O. Box 322, Danville, California 94526 (USA).

UNITA' A SCANSIONE A 12 CANALI

Il nuovo Multiplex tipo 8012 annunciato dalla «Pye Ether Ltd.» può ricevere fino a 12 differenti segnali d'ingresso in millivolt in c.c., da trasduttori quali: termocoppie, termometri a resistenza, estensimetri e celle di carico; presentarli in sequenza attraverso un singolo canale di uscita ad un indicatore o ad un apparecchio registratore (fig. 7).

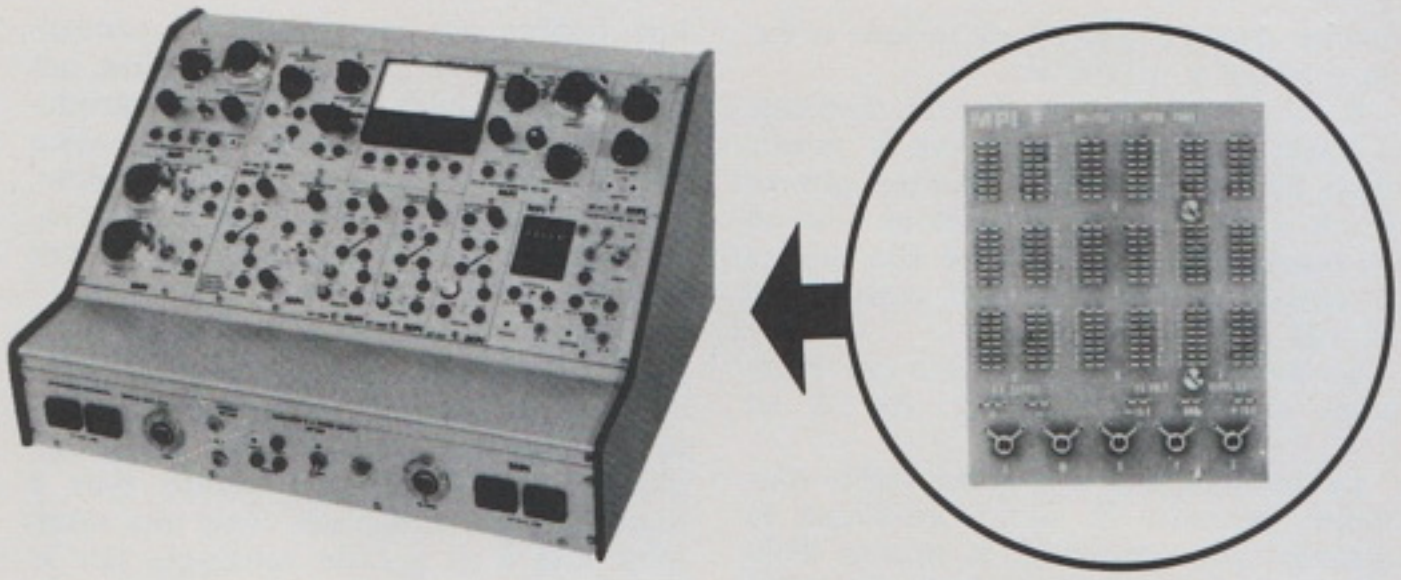


Fig. 6 - Contenitore modulare con pannelli predisposti per ricevere sino a 9 circuiti integrati DIL con possibilità di interconnessione con 14 altri moduli strumentali. E' disponibile negli Stati Uniti per la «modica» spesa di oltre 2 mlioni di lire!

Contemporaneamente fornisce un'uscita logica distintiva a +5 V (una linea separata per ogni canale d'ingresso) che permette d'identificare il canale sotto misura o commutare apparecchiatura associata.

La velocità di scansione è di un canale al secondo.

La commutazione dei canali è interna mediante relè a bacchetta (dry-reed), interconnessi in modo da evitare il funzionamento simultaneo di due di essi.

Un filtro passa-basso, posto su ogni canale, elimina le componenti a c.a.

Nel caso vi siano più di 12 segnali in arrivo, si possono impiegare apparecchi 8012 tanti quanti ne occorrono.

Questo nuovo strumento è principalmente destinato ad essere usato con lo indicatore digitale Pye Ether, tipo 8530, che converte i segnali analogici non lineari ricevuti dai trasduttori in una accurata rappresentazione numerica, leggibile direttamente nelle unità tecniche corrispondenti di temperatura, pressione e carico.

Il valore minimo del segnale d'ingresso, capace di produrre una escursione completa del visore, è di 20 mV.

L'unità 8012 misura 182 mm in lunghezza, 96 mm in altezza e 298 mm in larghezza; pesa 3,5 kg.

Ogni canale è dotato di una lampadina spia e di un commutatore a tre posizioni Skip/Scan/Hold.

La posizione Skip permette di escludere dalla scansione un qualsivoglia numero di canali; il tempo necessario per la operazione di esclusione è di soli 20 ns.

La posizione Hold permette di arrestare la scansione e di collegare permanentemente una qualsiasi entrata all'indicatore finché il commutatore non sia riportato su Scan.

L'apparecchio può essere usato in collegamento con unità digitali a forchetta che definiscono i limiti inferiori e superiori dei parametri sotto misura.

Se un canale supera uno dei valori limite, appare un segnale d'allarme che può anche provocare l'arresto della scansione sul canale stesso. L'indicatore continua quindi a leggere il canale in allarme finché non viene modificata la condizione, causa dell'allarme.



Fig. 7 - Unità di scansione Multiplex 8012 che può ricevere sino a 12 differenti segnali d'ingresso da vari trasduttori.

Per ulteriori informazioni, scrivere a: «Pye Ether Ltd.» Caxton Way, Stevenage, Hertfordshire (Inghilterra).

MULTIMETRO DIGITALE DVM

«Concord Systron-Donner» ha introdotto un multimetro digitale DVM contraddistinto come mod. 7005A (fig. 8).

L'unità è stata progettata in primo luogo per applicazioni di laboratorio.

Particolari accorgimenti costruttivi rendono questo multimetro particolarmente esente da disturbi al circuito in entrata.

L'unità fondamentale è in grado di



Fig. 8 - Multimetro DVM con visualizzatore numerico mod. 7005A, funzionante con DTL/TTL e codice BCD.

fornire quattro gamme di misura a c.c. da ±10 μV a ±1100 V.

E' disponibile un accessorio mediante il quale è possibile estendere le prestazioni dello strumento a quattro gamme di c.a. con 10 μV di risoluzione sino ad un massimo di 750 V, oltre alla misura in cinque gamme di valori resistivi da 10 mΩ sino a 10 MΩ.

Lo strumento è predisposto per effettuare anche misure da ± 10 nA ad 1 A.

La realizzazione modulare dello strumento permette la facile inserzione in apparati più complessi. Il prezzo dello strumento è, negli Stati Uniti, di 1295 dollari.

Per informazioni rivolgersi a: Mr. Jerry Hartmann - Product Sales Manager, Digital Multimeters Concord Instrument Division «Systron-Donner Corporation» - 888 Galindo Street Concord, California - USA.

PROCEDIMENTO AUTOMATICO PER L'ISOLAMENTO DI AVVOLGIMENTI

Un procedimento automatico per la finitura degli avvolgimenti che fa uso di materiali a bassissimo costo, è stato sviluppato dalla «Rotawinder Ltd.» (Inghilterra).

Questo procedimento è basato su una macchina che avvolge due o più strati di filo di acetato di cellulosa sugli avvolgimenti della bobina.

Le spire esterne del filo vengono poi rammollite da un getto controllato di acetone in modo che si stendono a formare uno strato coprente uniforme, facile da marcare con un codice di riconoscimento.

Sulla sinistra della fig. 9 si vede una bobina di relè per telefoni; sulla destra una bobina per interruttore di controllo e più sotto si vedono due bobine per cuffie telefoniche. Dati tipici di produzione sono di 1200 all'ora, ad un costo di materiale tipico, sul mercato inglese, per una bobina di 40 mm di lunghezza, con diametro di 12 mm e di 0,02 p per bobina.

A parte il basso costo, il sistema ha un certo numero di vantaggi pratici.

Prima di tutto, il filo isolante si adatta perfettamente ai contorni dell'avvolgimento anche quando questo non è piatto, oppure irregolare verso una estremità. Ciò è di grande vantaggio per le bobine che hanno le spire separate da isolazione, onde creare dei campi d'interazione, poiché aumenta l'accoppiamento elettrico fra di loro.

Inoltre, i fili dell'avvolgimento non vengono sottomessi ad alcuna tensione, dato che per produrre una buona copertura delle bobine, il filo di cellulosa ha bisogno di pochissima tensione.

In più, per isolare le bobine di varie grandezze, basta avere un solo tipo di filo invece delle differenti larghezze di nastro usate finora.

La macchina usa 'l medesimo filo in quantità differenti a seconda delle varie lunghezze di bobine. La preparazione della macchina e la sua regolazione, non sono affatto critiche, dato che il filo si accomoda da solo a delle piccole variazioni nella lunghezza e nella forma delle bobine.

Il procedimento è disponibile, sia come una macchina a parte, oppure integrato in un sistema di produzione di bobine, dove queste vengono avvolte ed isolate dalla medesima macchina.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: «Rotawinder Limited» 34 uphall Road, Ilford Essex (Inghilterra).

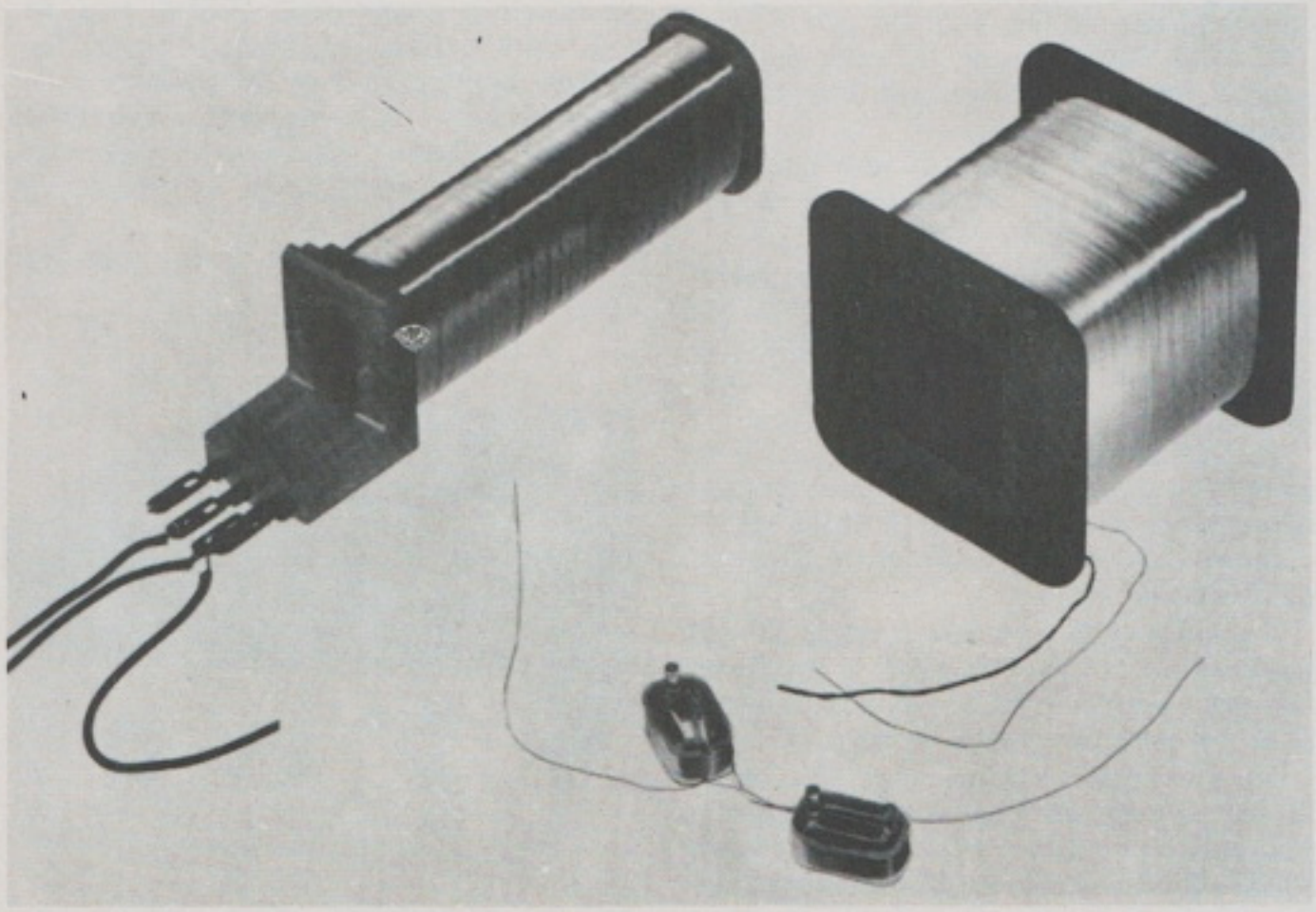


Fig. 9 - Bobine per relè telefonici, relè di controllo e cuffie telefoniche trattate col procedimento all'acetato di cellulosa «Rotawinder».

LOCALIZZATORE PER IMBARCAZIONI

La «Motorola» ha sviluppato un'apparecchiatura denominata R.P.S. (Range Positioning System) che determina, partendo da una classica misura di propagazione d'impulsi, la distanza che separa un'imbarcazione equipaggiata con un sistema di due gavitelli radar a risposta.

Questi ultimi sono generalmente impiantati sulla costa e sviluppano una potenza minima di 400 W di punta che fornisce all'R.P.S. una portata di almeno 50 miglia nautiche.

Ciascun gavitello pesa circa 1,5 kg ed occupa un volume di 256 cm^3. Il ricevitore, installato a bordo dell'imbarcazione, si presenta sotto forma di due racks, di tipo standard da 482,6 mm.

L'R.P.S. lavora in banda X (9.310 - 9.460 MHz).

Ciascun gavitello risponde su una frequenza separata quando riconosce un segnale codificato in modo speciale. L' interrogatore può anche disporre di più codici, permettendo così una interrogazione di 4 paia di gavitelli.

Questo principio di codifica conferisce all'R.P.S. una grande immunità dei disturbi, i risponditori da un lato ed una protezione contro le eco parassite dall'altro.

Fra questi ultimi disturbi vanno notoriamente annoverati anche quelli provenienti dai radar funzionanti in banda X.

Per quanto sopra è possibile installare l'antenna dell'R.P.S. su certe imborcazioni, vicino a quella principale radar, senza che i due sistemi si disturbino a vicenda.

E' anche disponibile una versione che utilizza un'antenna radar principale della nave.

In altri casi, l'R.P.S. funziona con una sua propria antenna rotativa o con una antenna omnidirezionale, che però fornisce ovviamente una portata ridotta.

Tutta l'apparecchiatura è stata ideata per poter essere impiegata anche con personale non particolarmente addestrato.

I gavitelli rispondono alle norme militari dei materiali di bordo e possono funzionare nelle condizioni più severe.

ANALIZZATORI DI FORI

Lo strumento per esaminare la bontà della doratura, nichelatura, ecc. dei forì passanti stampati è stato introdotto dalla «Mel Equipment Company».

Esso si presenta sotto forma di un misuratore elettronico di conduttività.

Lo strumento comprende due testine di prova comandate da pedali, un milliohmmetro con cambio rapido delle scale, un ripiano per l'appoggio dei circuiti stampati a doppio rame ed un sistema di conversione resistenza-spessore.

L'operatore è molto facilitato nell'impiego dell'apparecchiatura che deve soltanto applicare il circuito stampato da esaminare sull'apposito ripiano ed azionare coi pedali le testine di controllo

Dopo di ciò, legge su uno strumento ad indice i valori da controllare.

L'uso dello strumento non richiede alcuna specializzazione particolare per il suo uso ed è completamente non distruttivo per i circuiti sotto prova.

Esso impiega per le misure di resistenza il principio a 4 terminali che consente delle valutazioni estremamente precise. La corrente attraverso la metallizzazione dei fori è sostanzialmente indipendente dalla resistenza di contatto ed allo scopo è realizzato all'interno dello strumento un dispositivo che mantiene costante la corrente.

Viene a formarsi così una tensione ben precisa e stabile, proporzionale alla resistenza, in corrispondenza di ogni foro.

Poiché la resistenza di contatto non influisce sull'accuratezza delle misure, è necessaria soltanto una leggera pressione per appoggiare le testine di prova; quindi, il funzionamento di questo strumento non solo non è distruttivo, ma non causa nemmeno alcun pregiudizio estetico ai circuiti stampati sottoprova.

La ripetibilità consente altresì di ripetere più volte le misure senza pregiudizio alcuno.

Lo strumento è esente da errori dovuti ad effetti voltaici fra coppie di metalli diversi nei punti di galvanizzazione poiché impiega le misure della c.a.

Le testine di prova sono state previste in forma conica in modo da poter essere impiegate per le misure di fori attualmente usati e con vari spessori di circuiti stampati.

Questo strumento è in vendita presso «The MEL Equipment Co. Ltd., Manor Royal, Crawley, Sussex (G.B.).

MISCELATORE DOPPIO BILANCIATO

Un nuovo miscelatore doppio bilanciato, subminiatura, è stato realizzato in contenitore piatto (fig. 10) e presentato dalla «Anzac Electronics».

Questo dispositivo fornisce una minima perdita di conversione (8 dB massimo) nella gamma da 10 a 3.000 MHz.

Catalogato come mod. MD-123, questo miscelatore produce sia la somma che la differenza delle frequenze che vi sono immesse.

Esso può essere anche usato come convertitore di frequenza, di fase, modulatore SSB, duplicatore di frequenza od attenuatore variabile tensione-corrente.

Le dimensioni sono molto ridotte (3 x 9,5 x 12,6 mm) e ciò rende lo strumento molto adatto per essere usato in telemetria (S-banda).

Inoltre, per la sua eccezionale larghezza di banda è particolarmente adatto per impieghi ECM, sintesi nella tecnica microonde ed altre specifiche applicazioni.

Il prezzo per quantitativi va chiesto di volta in volta alla fabbrica, mentre per uno sino a cinque pezzi esso è di 175 dollari per unità.

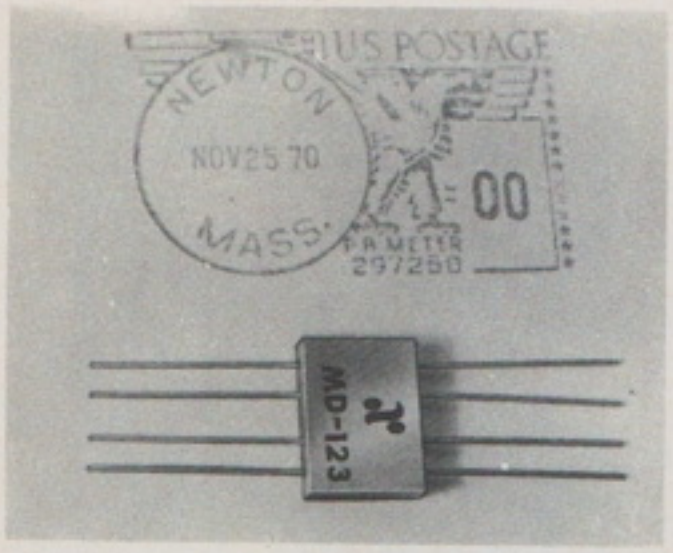


Fig. 10 - Doppio miscelatore bilanciato MD-123 per frequenze da 10 e 3.000 MHz e dimensioni subminiatura (3 x 9,5 x 12,6 mm).

Un bollettino tecnico con tutte le caratteristiche può essere richiesto a: Mr. Arthur L. LeMay «Anzac Electronics», 39 Green Street, Waltham, Mass. 02154 (USA).

OROLOGIO ATOMICO

La «Oscilloquartz SA» svizzera propone il suo orologio con risuonatore al cesio, tipo Oscillatom B-5.000 (fig. 11).

Si tratta di un campione primario di tempo e di frequenza provvisto dell'eccezionale precisione assoluta di $\pm 1 \div \div 10^{-11}$.

I campi di applicazione indicati sono particolarmente quelli delle telecomunicazioni, navigazione, tecnica spaziale, fisica, geofisica, astronomia e geodesia.

La «Oscilloquartz SA» è affiliata alla «Ebauches SA» ed ha la sede al seguente indirizzo: Brevards 16, CH-2002 Neuchâtel 2 - Svizzera.

ENERGIA PULSANTE PER IL RISCALDO RAPIDO DI METALLI E MATERIE PLASTICHE

La «FieldTech Ltd.» introdurrà sui mercati europei un nuovo generatore

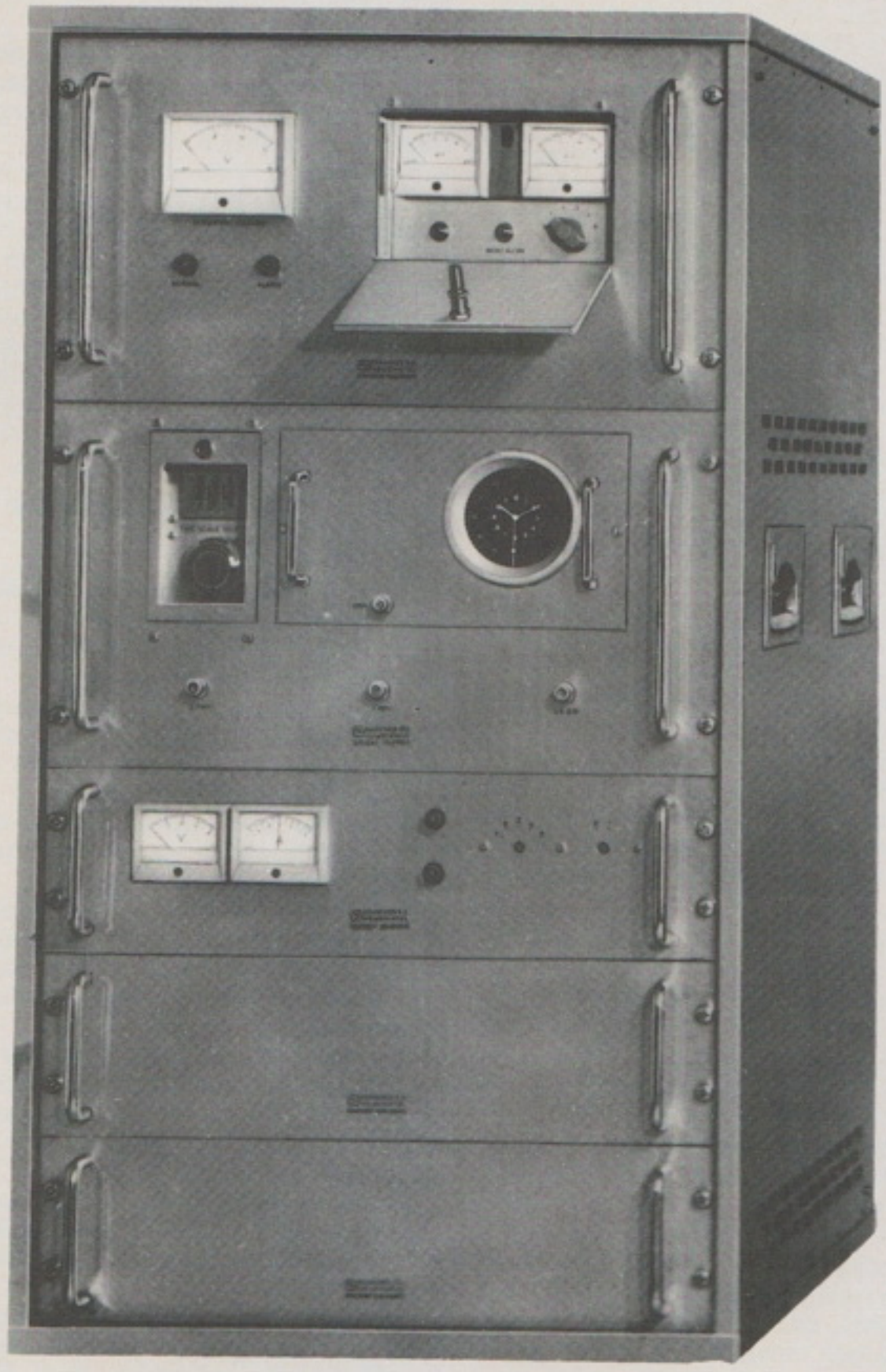


Fig. 11 - L'orologio svizzero forse più preciso del mondo. Si chiama «Oscillatom B-5.000»; funziona con un risuonatore al cesio e la sua precisione assoluta è di $\pm$ 1.10^{-11}.

termo-magnetico basato su una nuova forma di riscaldo a correnti parassite, che applica intensi impulsi di corrente alla bobina dell'indotto, per la brasatura, ricottura, saldatura e dissaldatura, calettatura a caldo, di componenti in metalli ferrosi e non ferrosi.

Messo a punto dalla «Dimensional Research Inc.» di California, col nome di Pulsonix TM, può anche essere utilizzato per trattamenti termici di vario tipo tra cui la polimerizzazione di vernici e per incollare metalli con resine termoindurenti.

Una serie di adesivi epossidici a rapida polimerizzazione per applicazioni di tale tipo, sarà pure messa tra breve sul mercato.

L'apparecchio (fig. 12), completamente sicuro, produce energia magnetica a bassa frequenza con potenza in uscita variabile fino a 1,2 kVA e non richiede, normalmente, alcun sistema di raffreddamento.

La bobina utilizzatrice, che non produce dannose radiazioni a radiofrequenza, può essere facilmente maneggiata, senza rischi di bruciature o danni alle superfici vicini.

L'apparecchio misura 445x 445 x 204 mm e pesa solamente 43,5 kg.

Il generatore consiste essenzialmente in un condensatore a forte capacità, caricato da un circuito a ponte e scaricato attraverso un thiristore in un circuito con un periodo di ripetizione di 5-8 kHz.

L'elettronica, del tipo a stato solido, garantisce un funzionamento rapido ed immediato dell'apparecchio, capace di riscaldare al rosso piccoli componenti in pochi secondi.

Il consumo massimo sulla rete a 220-250 V, 50-60 Hz, è di 10 A utilizzati quasi completamente per il riscaldamento del pezzo.

La bobina utilizzatrice non richiede alcun isolamento e può essere collegata al generatore senza perdita di potenza con un cavo ordinario di rame da 16,5 mm e lungo fino a 30 m.

Forni tubolari od a cassetta si possono costruire a volontà ed eventuali false connessioni non possono danneggiare lo strumento che può essere quindi facilmente utilizzato anche da personale inesperto.

Applicazioni particolari: incollaggio di particelle metalliche su un substrato; incapsulamento ermetico di recipienti di plastica; riscaldo di fermagli metallici da fissare su componenti di finitura di motori; saldatura e dissaldatura di strutture per strumenti scatolati.

In quest'ultima applicazione, il ciclo termico è così rapido e localizzato da non provocare alcun danno ai delicati strumenti contenuti nell'involucro.

Una nuova serie di adesivi a base di resine epossidiche a polimerizzazione molto rapida, che riscaldate non si carbonizzano non emettono gas nè diventano friabili, sono state appositamente studiate per utilizzare l'apparecchiatura.
Si tratta di nuove resine ad un solo componente, di preparazione molto semplice, che si presentano sotto forma liquida od in fogli flessibili.



Fig. 12 - Apparecchiatura messa a punto dalla «Dimensional Research Inc.» di California per il riscaldo rapido con energia elettromagnetica di metalli, materie plastiche ed adesivi epossidici.

Queste resine polimerizzano per effetto del calore del pezzo in meno di 10 s e forniscono resistenze al taglio o trazione superiori a 280 kgf/cm².

Malgrado il loro rapido ciclo termico, queste nuove resine conservano tutte le proprietà degli adesivi polimerizzati in forno mentre il rapido riscaldo localizzato (invece del riscaldo su larga scala di tutto un componente) consente grandi economie di tempo e di energia.

Per ulteriori informazioni: «FieldTech Limited» - Heatrow Airport - London, Hounslow - Middlesex (Inghilterra).

MISURATORE DEL FATTORE DI MERITO

La «Rohde & Schwarz» ha presentato sul mercato un interessante tipo di misuratore del fattore di merito «Q-metro» a lettura digitale.

Il suo principio di funzionamento è completamente originale e sovverte i criteri di misura che fino ad ieri erano alla base di questi strumenti.

Inoltre, il suo impiego grazie ad un certo automatismo sopprime qualsiasi errore dovuto all'operatore.

Il Q-metro numerico QDM è provvisto di un circuito accordato che confronta l'induttanza esterna da misurare con un sistema interno di cui fanno parte condensatori variabili e fissi.

Il circuito accordato che risulta dalle combinazioni viene eccitato mediante impulsi a cui risponde con un'onda smorzata e decresce secondo una legge esponenziale.

Le curve d'inviluppo racchiudono le alternanze il cui periodo essenzialmente dipende dai parametri del circuito eccitato.

Un amplificatore con forte impedenza d'entrata raccoglie l'onda smorzata e l'applica ad un insieme di diodi di commutazione polarizzati in modo tale che non lasciano passare se non un certo numero di oscillazioni smorzate.

Il livello di soglia dipende dalla propria risposta ad impulsi. In pratica, i diodi di commutazione dello strumento lasciano passare gl'impulsi sino a 50 mV ma li arrestano quando scendono al di sotto di 2,2 mV.

Fra questi valori estremi intercorre un certo tempo durante il quale si forma un treno d'impulsi conveniente che viene conformato da un circuito squadratore e tutto l'andamento del fenomeno viene visualizzato mediante un contatore numerico provvisto di tubi a luminescenza.

La grandezza della qualità del circuito è ottenuto direttamente dalla frequenza di accordo.

Per conoscere questa frequenza occorre azionare sullo strumento due commutatori che si trovano sul pannello anteriore dell'apparecchio; una reazione positiva viene allora applicata sul circuito accordato in modo tale che esso continua ad oscillare con un'ampiezza costante.

Durante questo tempo, una base dei tempi trasforma il contatore numerico in frequenzimetro; la frequenza di accordo del circuito è quindi visualizzata direttamente dai tubi luminescenti in kilohertz od in megahertz.

In questo Q-metro non è giustificata alcuna operazione tendente ad ottenere un accordo su un valore massimo, ciò che è generalmente fonte di errore. E' sufficiente che la bobina possa scambiare dell'energia con la capacità interna scelta.

Si verifica allora un coefficiente di sovratensione sufficiente, in genere inferiore a 10 e superiore a 1.000.

La gamma delle capacità disponibili da 50 pF a 10 nF permette di misurare dei valori d'induttanza compresi fra 0,1 μH e 10 H.

Se si preferisce impostare una frequenza di lavoro, si fa comparire prima la frequenza scelta sul visualizzatore e quindi si regolano le capacità di accordo.

E' interessante sottolineare ancora che in questo strumento le misure si effettuano senza ricercare la frequenza di risonanza della bobina, in quanto gl'impulsi applicati dettano essi stessi la frequenza fondamentale che deve prodursi.

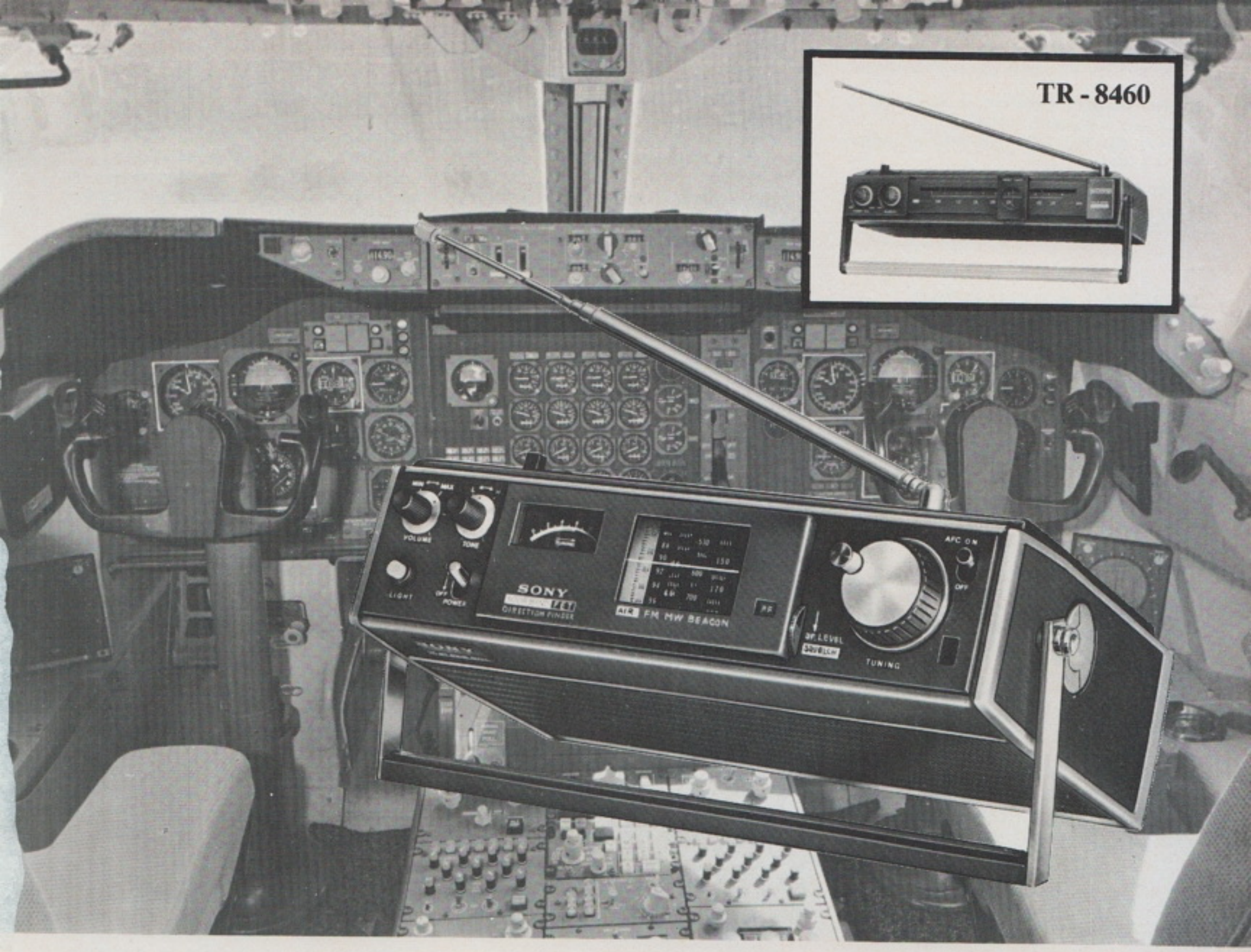
Il fabbricante indica una precisione di ± 3% e ± 1 la precisione con cui il fattore di merito viene misurato.

Ad esempio per un Q medio di 300, un intervallo di errore da 291 a 309 è previsto e, in pratica, da 290 a 310 a causa del fattore ± 1 cifra supplementare.

Sono in definitiva possibili con questo strumento due modi di funzionamento; quello manuale e quello automatico.

Il primo richiede di premere un pulsante e l'analisi si effettua allora sulla frequenza di accordo. Nel funzionamento automatico l'analisi si ripete ciclicamente ogni secondo sia per dare i valori di Q_i sia per rifornire il valore della frequenza di risonanza.

Tuttavia, in quest'ultimo caso, la visualizzazione non si effettua immediatamente con tre cifre significative in



SENSITIVE PORTABLE FOR AIR, BEACOM, FM AND MW
ALSO FUNCTIONS AS A DIRECTION FINDER

TFM - 8600W:

Radioricevitore portatile a 4 gamme ad elevatissima sensibilità.

- Ottima ricezione della gamma aerea
- AFC per una chiara e costante ricezione della FM
- Eccellente separazione dei segnali adiacenti, ottenuta con transistori FET
- Ricezione della banda guida 150-400 kHz Aerea e Marina
- Quattro filtri ceramici per un'ottima selettività
- Squelch per un nitido ascolto delle bande aeree
- Strumento indicatore del livello di ricezione
- Potenza d'uscita: 900 mW
- Gamme di ricezione: FM 87,5 ÷ 108 MHz
  Aerea 108 ÷ 136 MHz
  Banda guida 150 ÷ 400 kHz
  OM 530 ÷ 1605 kHz
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a torcia 1,5 V
- Semiconduttori: 22 transistori, 1 FET
- Dimensioni: 252 x 162 x 72
- Peso: 1,9 kg

TR-8460:

Realizzato esclusivamente per la gamma aerea

- Eccellente selettività ottenuta mediante filtri ceramici
- Controllo automatico di guadagno in alta e media frequenza
- Antenna telescopica orientabile per un'ottima ricezione
- Squelch per un nitido ascolto
- Gamma di ricezione aerea: 108 ÷ 136 MHz
- Potenza d'uscita: 900 mW
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a ½ torcia da 1,5 V
- Semiconduttori: 11 transistori
- Dimensioni: 268 x 140 x 53
- Peso 1,3 kg

quanto occorre scegliere la scala più adatta tra i seguenti valori:
1 - 9,9; 10 - 99; 100 - 999 kHz ed inoltre 1 - 12 MHz.

Per ulteriori informazioni alla ditta «Ing. Oscar Roje», via Sant'Anatalone, 15 - Milano.

MACCHINA COLLEGATRICE SEMIAUTOMATICA

Il mod. 6954/6984 di macchina semiautomatica per effettuare il collegamento accurato dei terminali (fig. 13) rappresenta quanto di meglio oggi è disponibile sul mercato per effettuare oltre 400 collegamenti all'ora del tipo wrappabile.

I fili trattabili sono quelli compresi dal numero 24 al numero 30 del calibro AWG con possibilità di raggiungere gli 800 collegamenti di tipo attorcigliato all'ora in casi speciali.

Il costo per ogni terminazione risulta oltremodo ridotto e l'affidamento massimo, con l'annullamento pratico di qualsiasi possibilità di errore di collegamento.

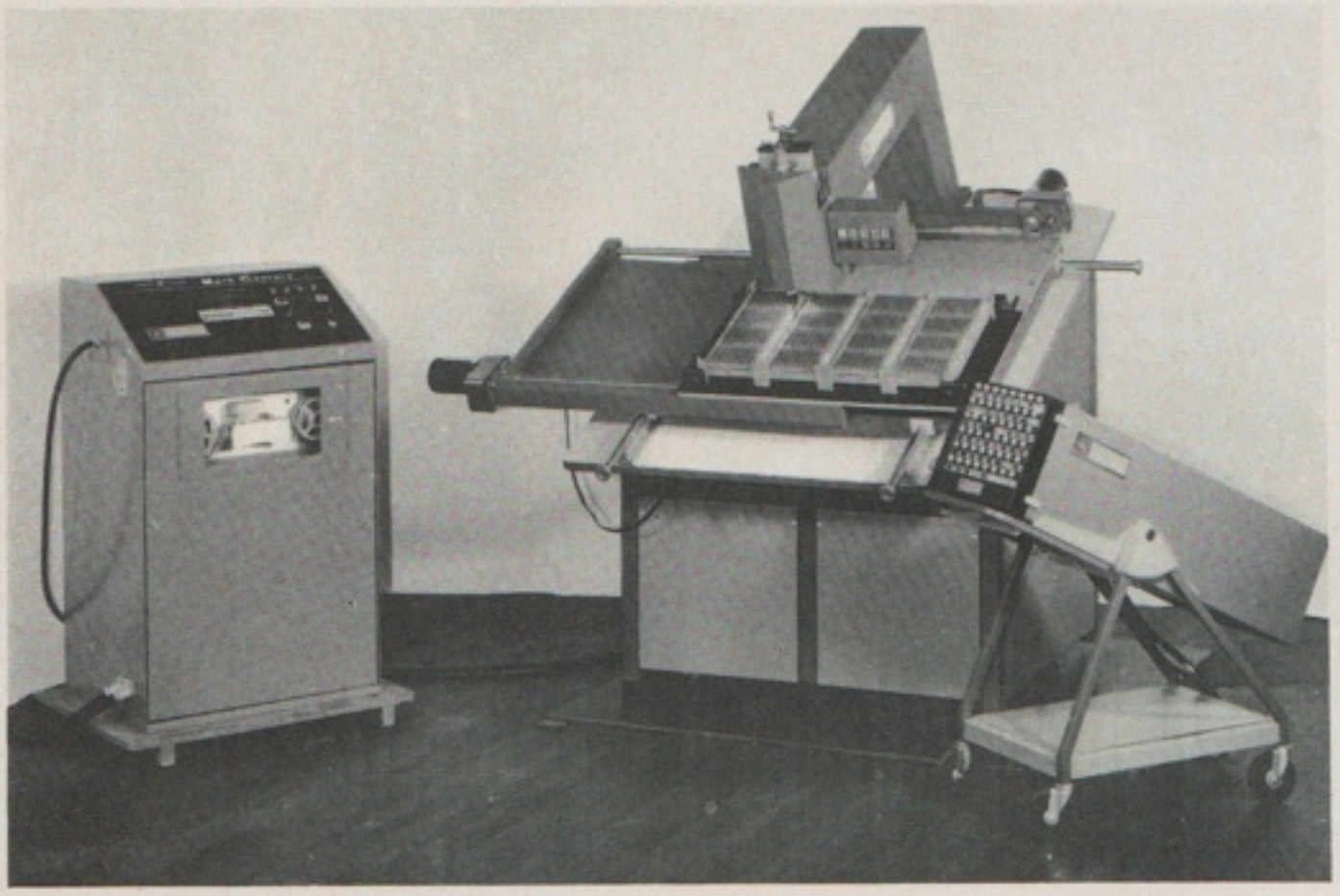


Fig. 13 - Sistema semiautomatico «Universal Engineering Data» mod. 6954/6984, capace di effettuare sino a 400 collegamenti all'ora di terminali su circuiti stampati col sistema wrapping o ad attorcigliamento.

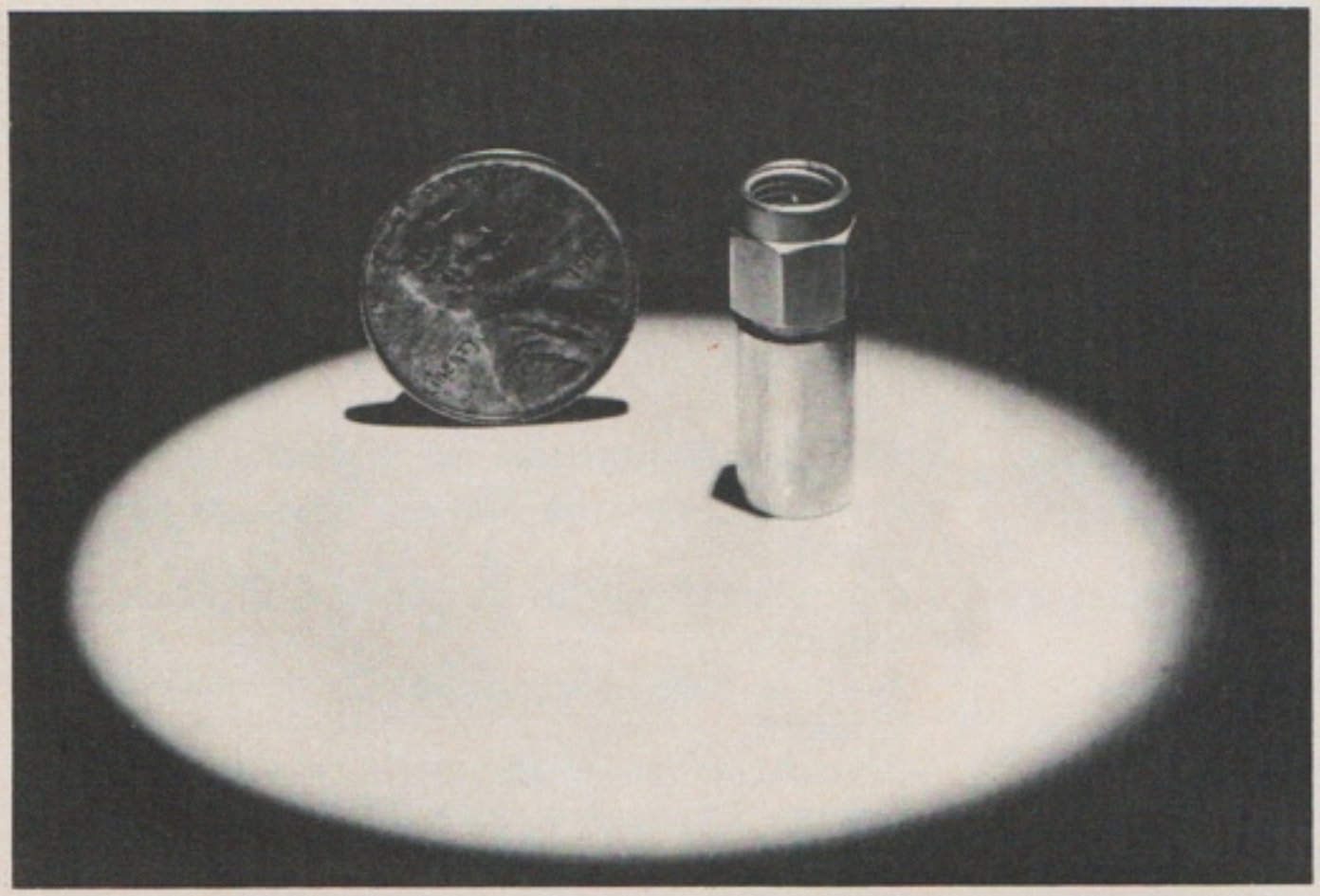


Fig. 14 - Nuovo microconnettore PDM-940 per cavi coassiali da 6 mm. ricavato da un monoblocco di acciaio inossidabile con parti saldabili e di contatto fortemente dorate.

Il sistema prevede una tavola posizionabile con coordinate X-Y realizzata completamente in alluminio che riduce la fatica richiesta all'operatore.

Per assicurare la dovuta tensione ai fili viene usato un sistema pneumatico ed i collegamenti vengono programmati mediante calcolatore di controllo.

Vari programmi possono essere cambiati in modo automatico mediante software disponibile con il sistema quale accessorio.

Il funzionamento, a parte i sistemi di automazione e controllo, è assai semplice.

L'operatore attiva la macchina premendo un apposito pulsante. Fa il controllo; dà il via ciclico e posizionale ai terminali che vengono così ad essere automaticamente spostati sotto il dispositivo che attorciglia i terminali.

Con l'azione sul comando a pedale il filo viene saldamente attorcigliato attorno ai piedini rigidi che sono posteriormente ai pannelli da collegare.

Procedendo così da un punto all'altro dei pannelli vengono effettuati tutti i collegamenti in conformità degli ordini di programmazione. Numerosi macchinari di questo tipo sono in funzione da anni presso le più grandi fabbriche, dove hanno dato i migliori risultati tecnici ed economici.

Ulteriori informazioni si possono ottenere rivolgendosi a: «Universal Instruments Corporation» - East Frederik St. Binghamton N. Y. 13902 (USA).

NUOVO MICROCONNETTORE

La «Phelps Dodge Communications Company» ha annunciato la disponibilità del mod. PDM 940 del connettore progettato specialmente per i cavi coassiali da 6,2 mm.

Questo nuovo connettore superminiaturizzato offre un minimo ingombro pur senza diminuzione delle caratteristiche tecniche (fig. 14).

E' fabbricato con acciaio inossidabile ed è dorato in tutte le parti in cui è necessario evitare l'ossidazione.

Il fissaggio alla calza del cavo è previsto per saldatura e ciò offre diversi vantaggi rispetto ad altri sistemi che prevedono fascette o meccanismi più o meno complessi.

Piccolo ed elegante questo connettore soddisfa ad una necessità molto sentita in tutti quei casi in cui devono essere impiegati cavi coassiali da 0,25"

Per ulteriori informazioni scrivere a: «Phelps Dodge Communications Company», 60 Dodge Avenue, North Haven, Connecticut 06473 (USA).

CONFORMATORE PER TERMINALI DI COMPONENTI

Il conformatore LJR è stato progettato per tutte quelle applicazioni in cui è indispensabile poter disporre di macchinario economico, rapidamente ammortiz-

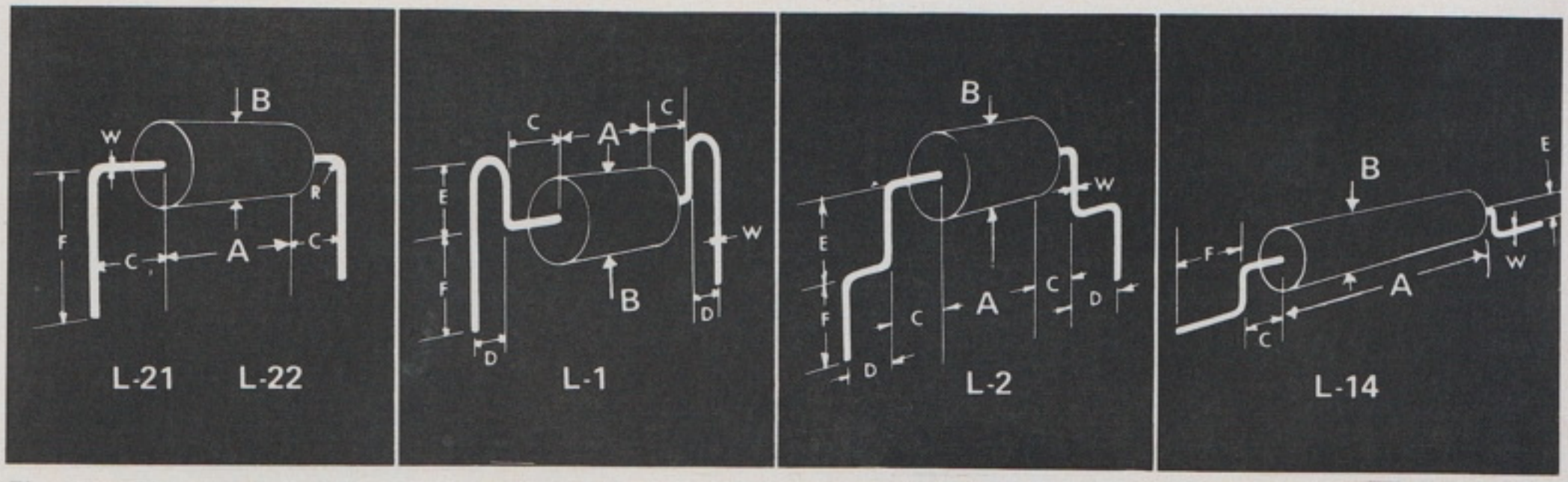


Fig. 15 - Piegature attuabili su terminali di componenti (resistori, condensatori, diodi, ecc.) con le conformatrici automatiche «Heller Ind. Inc.». Le quote indicate con lettere coprono una vasta gamma di misure in modo da soddisfare qualunque necessità industriale.

zabile, e che pur tuttavia possa soddisfare a tutte le esigenze di una fabbrica per quanto riguarda la piegatura e preparazione dei terminali dei componenti da montare sui circuiti stampati.

Per maggiore flessibilità d'impiego questa macchina è stata approntata nelle due versioni LJR-5 ed LJR-6 che operano su componenti di maggiori dimensioni (la prima) e su componenti con terminali e corpo ridotti (la seconda).

L'impiego è semplicissimo e richiede soltanto di riempire gli alimentatori, i componenti da sottoporre alla lavorazione, predisponendo il tipo di piega e taglio da dare ai medesimi (fig. 15).

Una serie di accessori permette di effettuare lavorazioni speciali o di trattare componenti non normali.

La velocità di lavorazione è molto alta ed oltre 14.000 componenti all'ora possono essere approntati alla perfezione. L'avanzamento delle parti avviene in modo dolce e graduale con dei collegamenti meccanici con camme e quindi i componenti più delicati non subiscono alcun danno.

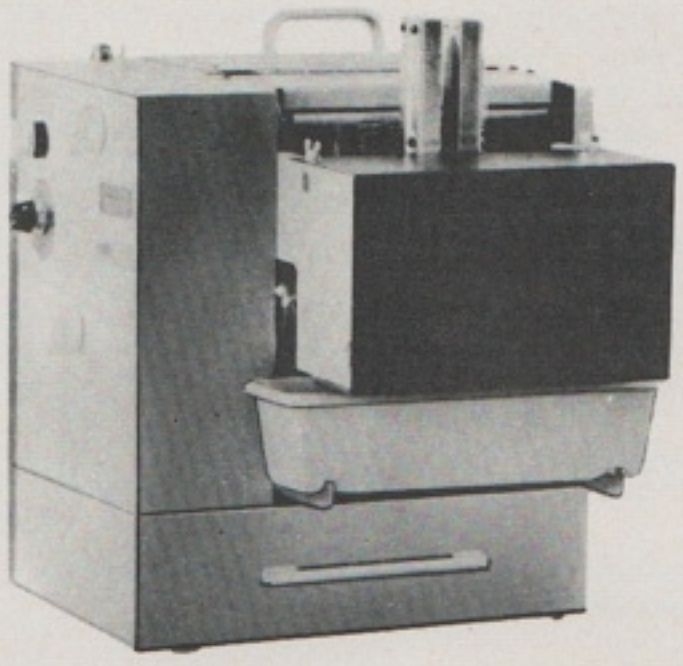


Fig. 16 - Conformatrice automatica mod. LJR capace di piegare in un'ora, secondo un programma, i terminali di oltre 14.000 componenti. La macchina pesa 27,2 kg ed assorbe una potenza di circa 115 VA.

La macchina è molto compatta (fig. 16) e misura soltanto 483x406x559 mm, con un peso di 27,2 kg.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: «Heller Industries Inc.» - 18 Microlab Road, Livingston, New Jersey (USA).

NUOVI VISUALIZZATORI SPECIALI

La «Industrial Electronic Engineers Inc.» ha annunciato la disponibilità di una unità visualizzatrice esadecimale (Serie 1020) e di un modulo speciale per messaggi.

La Serie 1020 (fig. 17) è caratterizzata da un prezzo molto basso (dollari 3,10 per unità).

E' fornita di eccezionale luminosità e contrasto ed è sortita in cinque colori e garantita per 100 mila ore di funzionamento.

Con codice d'entrata esadecimale a 4 bit, sia con memoria o senza, la corrente assorbita per l'illuminazione di lampade è di soli 100 mA a tensione di 30 V.

Le linee impiegate sono molto economiche e per quantitativi costano soltanto (negli Stati Uniti/ circa 0,09 dollari.

Il tempo di consegna è di 4 settimane, salvo imprevisti.

Il modulo di fig. 18 («Caption Module») è particolarmente adatto per la visualizzazione di messaggi e la connessione con un visualizzatore numerico a 7 segnali.

I messaggi possono essere variati sia come superficie che come lunghezza ed esiste la possibilità di scegliere schermi di vario colore per differenti messaggi.

Le scritte desiderate dal cliente vengono riprodotte direttamente su pellicola con minimo costo per ogni messaggio speciale.

Il prezzo di ogni modulo è di 2,80 per un minimo di mille pezzi.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: «Industrial Electronic Engineers, Inc.» - 7720-40 Lemona Ave, Van Nuys, California 91405 (USA).

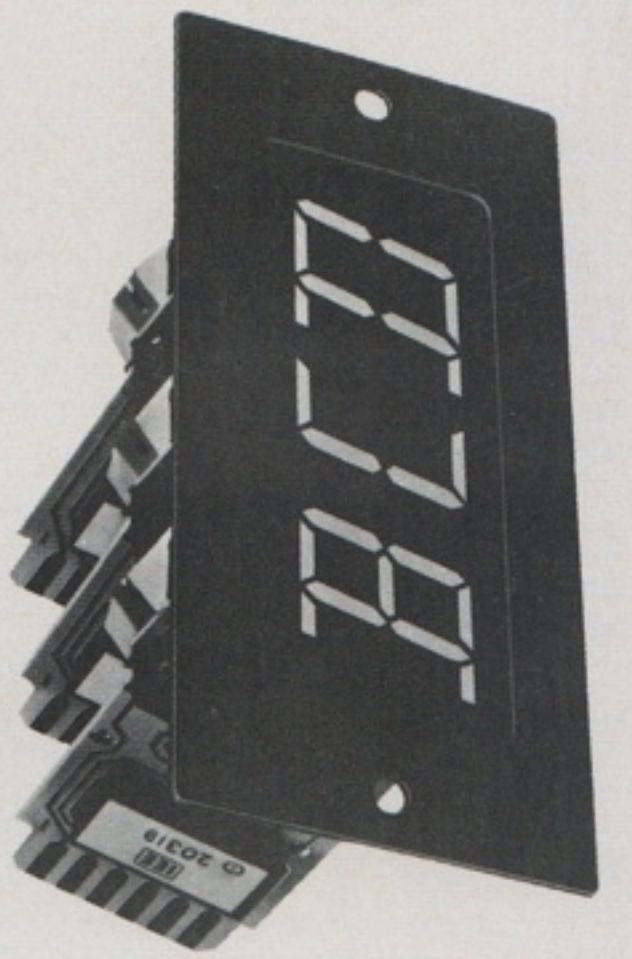


Fig. 17 - Visualizzatore a 9 segmenti esadecimali, serie 1020, della «IEE». Non richiede l'aggiunta di componenti extra ed è disponibile con 5 colori diversi di schermo.

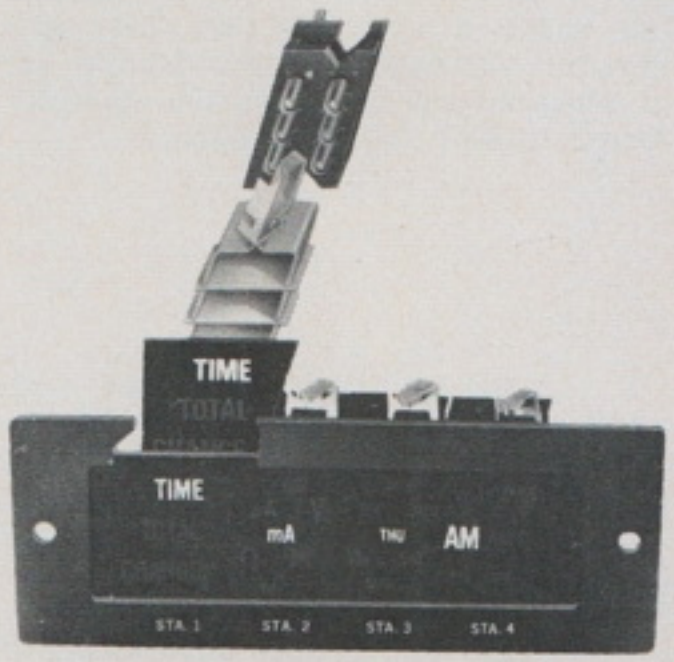


Fig. 18 - «Caption Module» o visualizzatore di messaggi, funzionante con display numerico a 7 segmenti. Le diciture sono riprodotte su pellicola e sono visibili soltanto quando vengono illuminate.

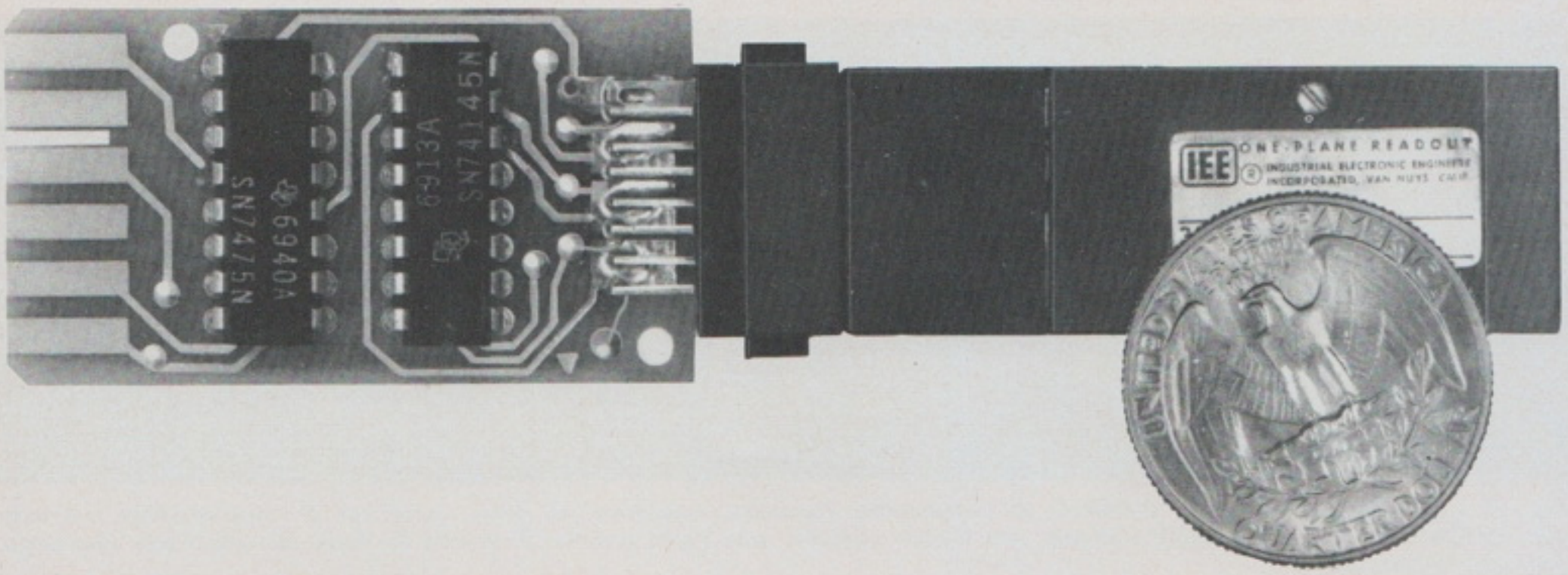


Fig. 19 - Unità pilota e decodifica (BCD 8421) serie 7.800 dell'Industrial Electronic Engineers, Inc.» realizzata con DTL/TTL.

NUOVO IC DECODER

La «IEE», una delle più importanti case mondiali specializzate in visualizzatori digitali, ha annunciato una nuova linea di circuiti integrati-decodificatori che ben si adattano alla tendenza alla miniaturizzazione.

Si tratta della serie 7.800 che decodifica e visualizza un numero infinito di messaggi a cifra, grafici, con un minimo costo di uso.

Con questa linea di sviluppo vengono presentate le nuove lampade subminiatura da 5 V - 72 mA, particolarmente adatte per essere collegate con decodifiche MSI ora disponibili sul mercato.

Le caratteristiche della serie 7.800 (Fig. 19) includono logiche DTL/TTL con entrata BCD 8421, logica «zero» = = 0 (a + 0,8 $V_{c.c.}$) e logica «1» = 2,5 a 5,0 $V_{c.c.}$.

Sono disponibili anche dei modelli con o senza memoria, che richiedono uno spazio di circa 50,8 mm dietro agli elementi visualizzatori, accordandosi così perfettamente con i circuiti appositamente studiati dalla «Amphenol».

La decodifica provvede un'uscita decimale a 10 lampadine con una corrente massima di 80 mA.

Il prezzo per quantitativi è di 11,65 dollari e per ulteriori informazioni gli interessati possono rivolgersi a: «Industrial Electronic Engineers, Inc.» 7720-40 Lemona Ave., Van Nuys, California 91405 (USA).

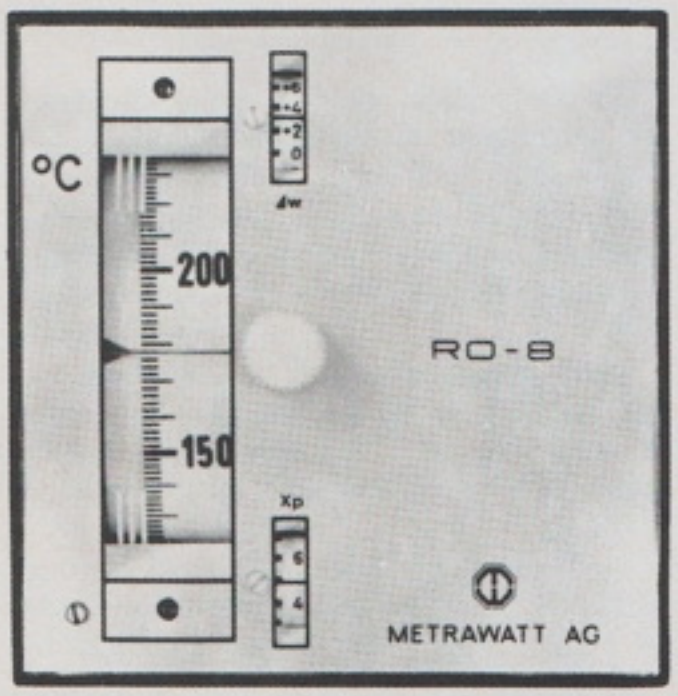


Fig. 20 - RO-8 regolatore elettronico realizzato dalla Metrawatt Italiana.

RO-8 PDPI, UN REGOLATORE DI NUOVA CONCEZIONE

La METRAWATT GmbH ha realizzato un regolatore elettronico con retroazione del tipo «PDPI» che costituisce una novità assoluta.

Tale retroazione unisce i vantaggi dei regolatori PD e PID, evitando i lati negativi di entrambi.

Con la nuova retroazione PDPI si è potuto raggiungere i seguenti risultati:

— eliminazione dello scarto di regolazione rimanente, inevitabile nei regolatori PD.

— ottimo comportamento dinamico; senza grandi sovraoscillazioni all'avviamento e rapido ripristino della temperatura prefissata per variazioni di grandezze nel circuito di regolazione.

Il regolatore RO 8 PDPI è dotato di un indicatore del valore reale che permette la lettura diretta della temperatura su ampia scala a tamburo, lunga 200 mm.

E' fornibile per collegamento a termocoppia o termoresistenza e con uscita a relais o Triac.

Per ulteriori informazioni si prega rivolgersi alla METRAWATT ITALIANA S.p.A. - 20158 MILANO - Via Teglio 9 - Tel. 676.850 - 68.88.796.

SALONE INTERNAZIONALE DEI COMPONENTI ELETTRONICI - 1972

L'edizione 1972 del Salone Internazionale dei Componenti Elettronici si svolgerà a Parigi, dal 6 all'11 aprile, al Parco delle Esposizioni della Porte de Versailles; la manifestazione avrà luogo sotto il patronato della Federazione Nazionale Industrie Elettroniche.

Il Salone, creato nel 1932, occuperà con la prossima edizione (che sarà la quindicesima ufficialmente «internazionale») una superficie complessiva di 60.000 mq, e si articolerà in quattro sezioni distinte:

— Componenti elettronici
— Apparecchiature di misura
— Materiali elaborati appositamente per l'industria elettronica
— Attrezzature e prodotti per la fabbricazione dei circuiti stampati e la messa in opera dei componenti.

In aggiunta alle quattro sezioni sarà presentata una rassegna di apparati elettroacustici.

Alcuni dati del Salone 1971: 1.106 espositori di 21 paesi diversi; 65.000 visitatori, provenienti da 65 paesi.

I! Salone sarà aperto il 6, 7, 8, 10 e 11 aprile dalle 9 aile 19. Sarà chiuso, invece, domenica 9 aprile.

AMPLIFICATORI B.F.

interamente equipaggiati con transistor professionali al silicio

RCF



AM. 9150

POTENZA: lavoro 150 W massima 250 W - **DISTORSIONE:** 1% a 150 W **RISPOSTA DI FREQUENZA:** 20÷20000 Hz ± 2 dB - **CIRCUITI DI ENTRATA:** 2 microf. 60/600 Ω 1 fono magnet. RIAA - 1 fono-reg. commutabile 1 ausiliario - **CIRCUITI DI USCITA:** 1 per pilotaggio unità di potenza o per registratore - **SENSIBILITA'** microf. 0,6 mV fono magnet. 2,5 mV fono - reg. 150 mV ausiliario 150 mV - **RAPPORTO SEGNALE DISTURBO:** microf. —60 dB Fono magnet. —60 dB fono-reg. —65 dB - **CONTROLLI:** 2 volume microf: 1 volume fono magnet. 1 volume fono-reg. 1 toni alti 1 toni bassi - **IMPEDENZA USCITA:** 2-4-8-16-67 Ω 100 V tensione costante - **ALIMENTAZIONE:** c.a. 50/60 Hz 110/240 V - c.c. 24 V (2 batterie) - **DIMENSIONI:** mm 400x160x305 - **PESO:** Kg 21



AM. 9300

POTENZA: lavoro 300 W massima 500 W - **DISTORSIONE:** 1% a 300 W - **RISPOSTA DI FREQUENZA:** 20÷20000 Hz ± 2 dB - **CIRCUITI DI ENTRATA:** 3 microf. 60/600 Ω 1 fono magnet. RIAA 1 fono-reg. 1 ausiliario - **CIRCUITI DI USCITA:** 1 per pilotaggio unità di potenza o per registrazione - **SENSIBILITA':** microf. 0,6 mV fono magnet. 2,5 mV fono-reg. 150 mV ausiliario 150 mV - **RAPPORTO SEGNALE DISTURBO:** microf. —60 dB fono magnet. —60 dB fono-reg. —65 dB - **CONTROLLI:** 3 volume microf. 1 volume fono magnet. 1 fono-reg. 1 toni alti 1 toni bassi - **IMPEDENZA USCITA:** 2-4-8-16-33 Ω 100 V tensione costante - **ALIMENTAZIONE:** c.a. 50/60 Hz 110/270 V c.c. 36 V (3 batterie) - **DIMENSIONI:** mm 530x340x270 - **PESO:** Kg 45

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF 42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281

RASSEGNA STAMPA ESTERA

Bei der Farbbildröhre mit Lochmaske überlagern sich beim Betrachten des Bildes zwei S[illegible]n:

a) di[illegible]

Übertr[illegible]

b) di[illegible]

Die [illegible] kann im Bild ein Moiré erzeugen. Untersucht man das Entstehen eines solchen Moirés in Abhängigkeit vom Verhältnis des Zeilenab[illegible]talen [illegible] findet [illegible] denen s[illegible] ergibt, [illegible] Muster.

Andererseits gibt es Verhältnisse, bei denen das Moiré theoretisch verschwindet, die kleinste Abweichung davon aber großflächiges Moiré-Muster e[illegible] sich anzustrebende Moi[illegible] also nicht gewählt werden[illegible] Änderungen in der Bildüb[illegible] geringfügige Differenzen [illegible] der Lochreihen der Ma[illegible] Moiré-Muster zeigen.

Deshalb hat man bei der Europamaske die Struktur so geändert, daß sich ein Ver-

transceiver along, he knows he can get help if he gets a flat tire on the cart or [illegible]et [illegible]els [illegible]ens. When travelling, [illegible]es [illegible]to [illegible]motel with [illegible]n-[illegible]st in ca[illegible]

"H[illegible]ce[illegible]n [illegible]ds [illegible]he kind of [illegible]ic[illegible]ow[illegible]w[illegible]oth a belt and suspenders, but I admire him for his foresight," Matilda said, starting to gather up the empty glasses. "Working [illegible]this sh[illegible] where all we usually see [illegible]e [illegible]dic[illegible]-fi's, and TV sets, I some[illegible]m[illegible]fe[illegible]t all electronics can do is [illegible]ase a[illegible]tertain. It makes me feel [illegible]ood t[illegible]y how much more this field in which we are working can do for a person such as George. Electronics enables him to lead an interesting, [illegible]ive[illegible]lep[illegible]et lif[illegible]nd to do it [illegible]rely [illegible]ithout [illegible]ax[illegible]g h[illegible]mited physi[illegible]l a[illegible]to[illegible]. [illegible]reat pity is [illegible]at [illegible]ew [illegible], [illegible]apped like [illegible]eor[illegible]know[illegible]f[illegible]e of these electronic devices or have the technical know-how to adapt them to their peculiar needs." ▲

4e session : lecture automatique.
5e session : le futur de la reconnaissance de forme. Les besoins, comment les satisfaire ?

PRISE DE PARTICIPATION

La Compagnie des Compteurs a pris une importante partiipation dans la Société Sapratin, spécialisée dans les équipements de simulation d'environnement et d'essais climatiques.

Les activités de Sapratin viennent s'ajouter à celles de la Société d'Etudes et Applications Vide-Optique-Mécanique, Seavom, filiale de la Compagnie des Compteurs, et elle-même spécialisée dans les techniques du vide, de l'ultra-vide et de leurs diverses applications, notamment au domaine spatial. (C'est en effet la Seavom qui a réalisé le grand simulateur d'ambiance spatiale du Centre National d'Etudes Spatiales à Brétigny-sur-Orge.

Grâce au rapprochement de ces deux sociétés, dont les chiffres d'affaires atteindront un montant total d'environ 25 millions de francs, le Groupe Compagnie des Compteurs s'assure la première place parmi les constructeurs européens de matériel de simulation d'environnement.

SOMMARIO:

Flash a ricarica rapida
Generatore BF
Effetto Leslie
Lampeggiatore a sequenza per auto
Un provatransistori cinese
Un lineare da 500 W
Tracciatore manuale di curve
Un amplificatore cinese

FLASH A RICARICA RAPIDA

E' sempre accaduto... così almeno ci assicura H. Friedman su Science & Electronics che il fotografo deve fare ritardare il bacio nuziale per dare tempo alle batterie del proprio flash di ricaricarsi, onde ritrarre la scena.

Il tutto, sempre secondo l'A., dipende dal fatto che i comuni flash portatili impiegano batterie a bassa tensione, che richiedono non meno di 15 - 20 s per ricaricarsi.

Così ecco l'idea leonardesca del nostro: realizzare un flash funzionante ad alta tensione.

Detto e fatto ecco nella fig. 1 lo schema elettrico del flash «veloce».

Esso consiste di tre unità: la batteria di condensatori, il flash vero e proprio ed il caricatore, ossia un dispositivo impiegato per riformare la carica nei condensatori così che la batteria non deve essere letteralmente esausta quando è usata con ritmo intenso.

La costruzione non è critica, specialmente se si predispone prima un piano di montaggio.

Molto importante è il fatto che nessun filo tra il condensatore C1 ed il tubo flash FT1 non sia piccolo di 1 mm di diametro. In caso contrario, quando C1 si scarica, fornisce una maggiore resa.

L'A. ha costruito un apparecchio entro una scatola di bachelite di 102 x 54 x 32 mm con coperchio di alluminio quale chiusura.

Quest'ultimo, per questioni di sicurezza, deve però essere ben isolato in tutte le altre parti. Lo zoccolo S03 della fig. 1 va montato il più vicino possibile ad una delle estremità.

Benché soltanto tre collegamenti sono necessari per il tubo flash FT1, lo zoccolo ad 8 piedini del tipo octal è utilizzato anche per il collegamento di altri componenti.

La chiave di questo zoccolo deve essere orientata verso l'interno della custodia. T1 è un trasformatore di trigger per alta tensione che fornisce una tensione di 6 kV.

Il tubo flash è collegato con i piedini 1, 3 e 5 dello spinotto octal PL3. Questo tubo ha forma di U ed è di vetro con un elettrodo collegato centralmente.

La batteria B1 ed il condensatore C1 sono contenuti in una custodia separata che secondo la realizzazione fatta dall'A. misurava 180 x 127 x 75 mm.

La batteria B1 dev'essere equipaggiata con spine ben isolate ed il resistore R1 serve soltanto per smorzare il tubo flash.

Quando il tubo s'illumina la tensione ai capi di C1 cade ed il tubo si spegne di nuovo.

R1 agisce come un limitatore di corrente su C1 e può essere un qualsiasi resistore da 4 - 10 W con valore di 500 -

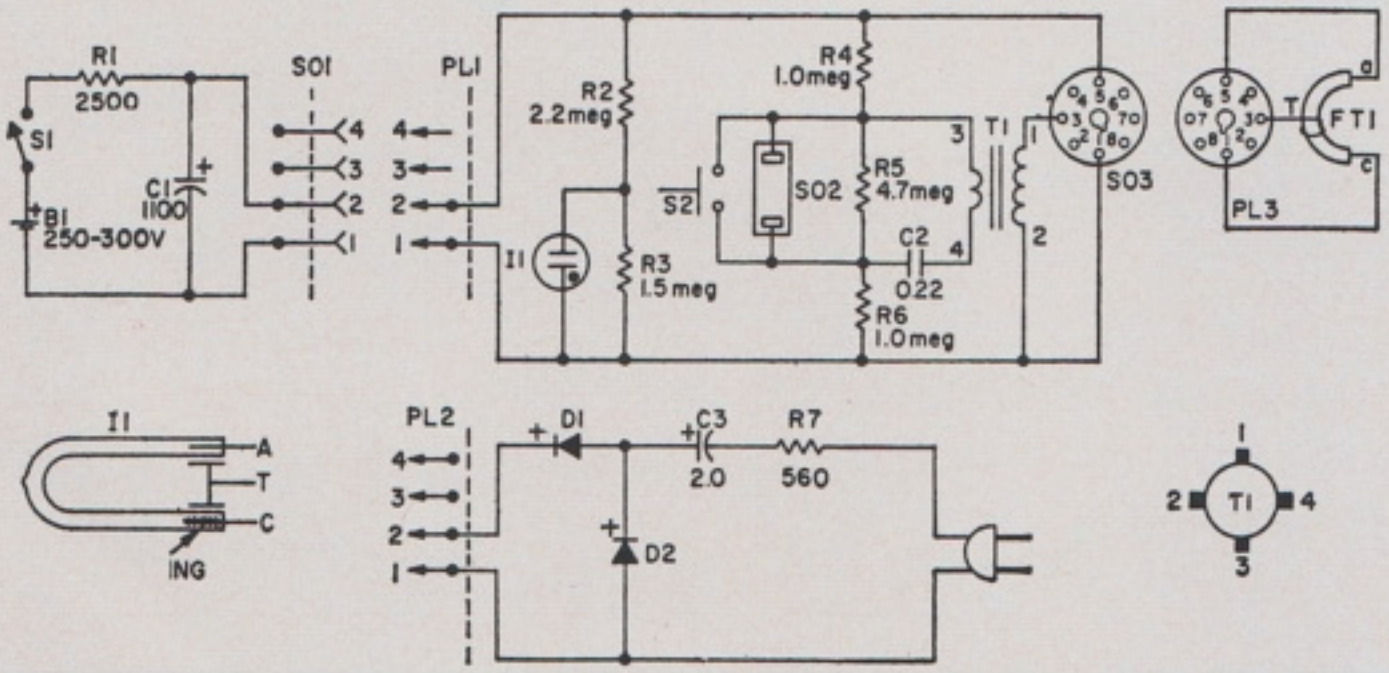


Fig. 1 - Schema elettrico del flash «veloce» proposto da H. Friedman. Si ricaricherebbe in soli 2-3 s anziché in 15 o 20 come i flash normali muniti di batterie a bassa tensione. NG = schermatura; A = anodo; T = trigger; C = catodo.

5.000 Ω. Più alta è la resistenza e più lunga è la vita della batteria, poiché la corrente di carica di C1 ha mantenuto più bassi i valori. Tuttavia, una più alta resistenza dà anche un maggior tempo per la ricarica di C1.

Un buon compromesso per R1 è risultato essere di 2.500 Ω; ciò determina la carica di C1 in circa 2 s e ciò è indicato tramite l'accensione di una lampadina rossa. Un valore di 5.000 Ω per R1 è di 5 s per la ricarica, mentre un valore di 500 Ω dà una ricarica circa istantanea.

Lo scopo del caricatore non è però quello di caricare la batteria B1. Esso è usato per ripristinare C1 dopo che è stato non in uso per oltre una settimana.

Questo, che potremmo chiamare un carica batterie, è sistemato in una custodia a parte avente misura di 76 x 50 x 50 mm. Il caricatore è collegato direttamente alla rete luce senza isolamento di un trasformatore di alimentazione; pertanto, bisogna aver cura di non effettuare collegamenti che possono riuscire pericolosi specie se vanno a massa.

Il caricatore è essenzialmente un duplicatore di tensione funzionante a semionda.

Ovviamente, questo caricatore può essere sostituito da una batteria con un valore di 8 μF per C3 che ha un tempo di carica di 7 s e di 4 s con 25 μF. Si ricordi che R1 deve essere usato in serie con C1.

Per l'impiego dell'apparecchio si carica il tutto tramite S01 e si permette a C1 di «formarsi» per almeno 15 min. S1 deve essere aperto quando si usa il caricatore.

Si disconnette quest'ultimo e si inserisce il tubo flash nella apposita testa e lo spinotto PL1.

Quando C1 è carico, la luce di avviso I1 si accende quando la testa col flash viene inserita. Per usare il flash basta soltanto chiudere S1; l'A. termina facendo presente che l'alta tensione immagazzinata nell'apparecchio può conservarsi anche per mesi per cui occorre prendere delle precauzioni perché persone inesperte non abbiano ad accedervi, ricevendone danno.

L'elenco del materiale necessario per la realizzazione è il seguente:

B1 = batteria per foto flash da 300 V
C1 = condens. elet. da 1100 μF. 350 V
C2 = condens. ceramico da 0,022 μF, 100 V
C3 = condens. elettr. da 2 μF, 150 V (vedasi testo)
D1, D2 = diodi rettificatori al silicio 300 V, 400 mA
FT1 = tubo flash, tipo MFT 110
I1 = lampadina al neon NE-2
PL1,PL2 = collegamenti per cavo a 4 terminali
PL3 = spinotto octal
R1 = resistore 2.500 Ω, 1/2 W (vedasi testo)
R2 = resistore 2,2 MΩ, 1/2 W
R3 = resistore 1,5 MΩ, 1/2 W
R4, R6 = resistori 1 MΩ, 1/2 W
R5 = resistore 4,7 Ω, 1/2 W
R7 = resistore 560 Ω, 2 W
S01 = zoccolo a 4 piedini per PL1, PL2
S02 = zoccolo non polarizzato per prolunga
S03 = zoccolo octal
S1 = interruttore
S2 = pulsante normalmente aperto
T1 = trasformatore trigger che fornisce 6 kV al secondario

GENERATORE BF

Benché non sono usati come i transistori bipolari, quelli ad effetto di campo sono tuttavia indispensabili per certe applicazioni particolari.

Anche se non è vero, i più ottimisti sostengono che i FET hanno le stesse caratteristiche brillanti che un tempo erano proprie dei tubi a valvola.

Ora, la West Coast Manufacturer Siliconix Inc. di S. Clara (California) ha «dato alla luce» un articolo che descrive alcuni circuiti pratici per l'impiego corretto di transistori ad effetto di campo.

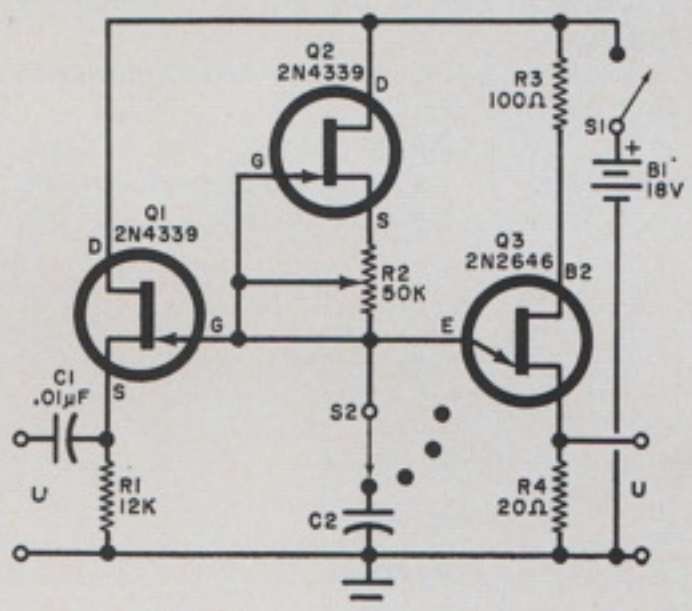


Fig. 2 - Generatore a denti di sega, proposto dalla Siliconix Inc. che per le sue caratteristiche di linearità e stabilità può essere usato come generatore sweep in un oscilloscopio a transistori.

Fra essi è riportato il generatore a denti di sega nella fig. 2 che è adatto per le sue caratteristiche di linearità ad essere usato come generatore per l'asse dei tempi negli oscilloscopi a transistori.

Nel circuito è presente un FET amplificatore (Q1), un FET limitatore di corrente (Q2) ed un oscillatore a rilassamento UJT (Q3).

La frequenza è determinata dal valore di R2 e C2. In pratica, C2 è commutabile da 1.000 pF a 0,5 μF.

Nel testo originale non sono forniti altri dati in proposito e neppure le caratteristiche precise che è possibile ottenere da questo generatore.

EFFETTO LESLIE

L'ottima rivista «Le Haut Parleur» ha presentato un interessante amplificatore BF di grande potenza con altoparlante rotante ad effetto Leslie.

Come si vede dallo schema della fig. 3 lo stadio di potenza è equipaggiato con 4 transistori al germanio 2N3059 montati in coppia.

Il transistore 2N3055 è di tipo molto popolare e di grande rendimento.

L'amplificatore è realizzato in modo che non può funzionare se l'altoparlante non è collegato, poiché è appunto attraverso ad esso che si effettua il collegamento verso massa e dalla parte centrale del circuito.

Questa disposizione protegge i transistori di potenza dalla distruzione della sovratensione in caso di assenza del carico.

La potenza di uscita dipende dall'impedenza del carico che non deve essere inferiore a 4 Ω. La potenza massima è di 140 W su 4 Ω, 95 W su 8 Ω e 60 W su 15 Ω.

Questa potenza è ottenuta con una tensione d'entrata di 0,8 V.

La distorsione è dello 0,25% ad 1 kHz per una potenza di 90 W su 8 Ω.

La banda passante dell'amplificatore

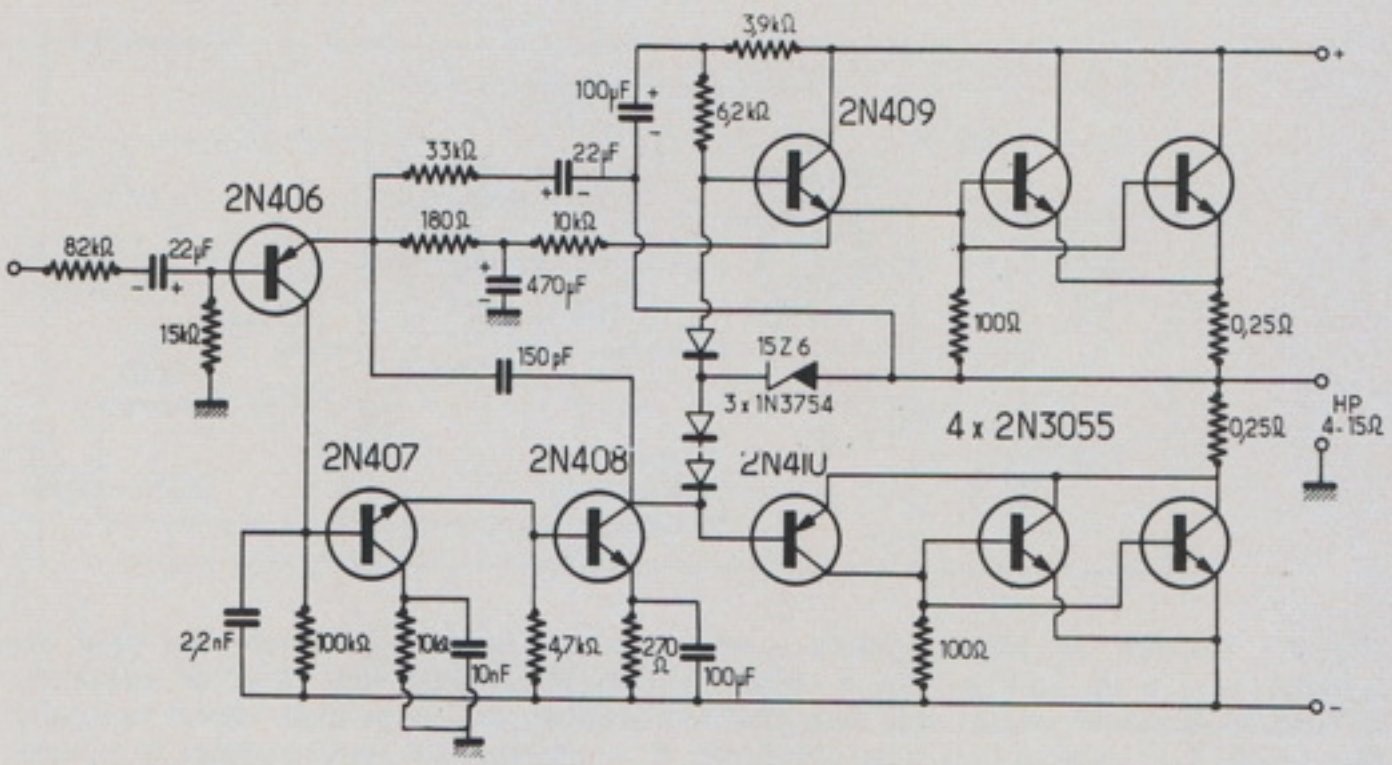


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore BF di grande potenza, adatto per pilotare in uscita un sistema di altoparlanti normali e speciali per la creazione dell'effetto Leslie.

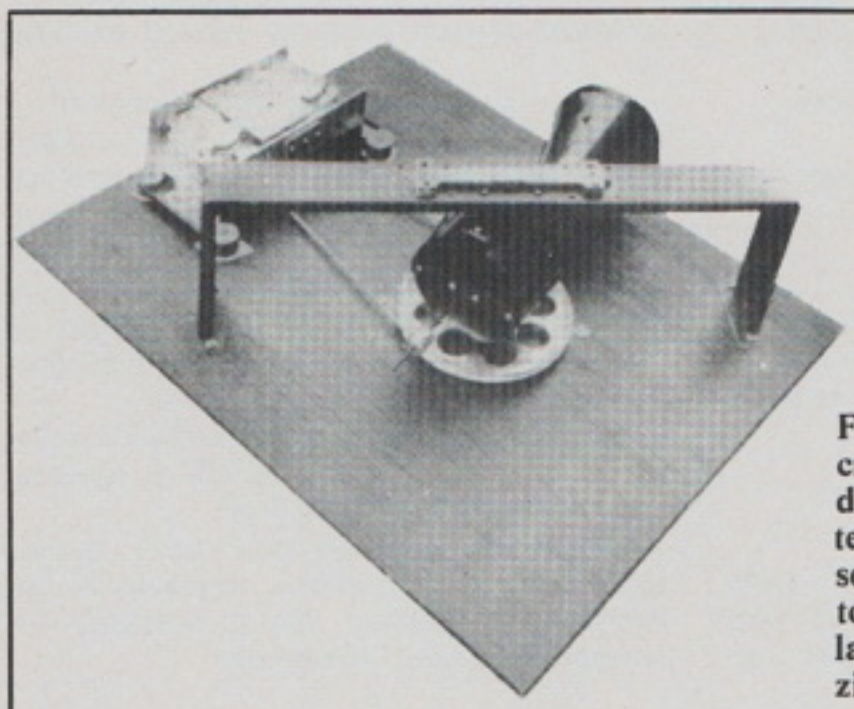


Fig. 4 - La parte essenziale che crea l'effetto Leslie è costituita da un altoparlante che durante il funzionamento ruota su se stesso creando nell'ascoltatore un senso soggettivo di allargamento maestoso dello spazio d'ascolto

si estende da 5 Hz a 25.000 Hz con un massimo di 1 dB.

L'alimentazione è effettuata dalla rete ed è previsto un fusibile di protezione. Ovviamente, data la bassa sensibilità di questo amplificatore, è previsto anche un preamplificatore.

La parte più interessante di questa realizzazione, tuttavia, è data dall'altoparlante o meglio dalla combinazione fra altoparlanti con impedenza situata fra 4 Ω e 15 Ω che possono essere collegati all'uscita del complesso.

Infatti, delle impressioni acustiche originali e nuove possono essere ottenute con altoparlanti ad effetto Leslie.

Questo effetto particolare è ottenuto facendo variare ad una velocità relativamente grande l'ampiezza di una nota mediante una rotazione rapida di un altoparlante attorno ad un asse perpendicolare a quello principale dell'asse acustico.

Questo campo attorno all'altoparlante non è uniforme.

Se l'altoparlante ruota, l'ascoltatore immobile è collocato successivamente in un campo intenso ed in uno debole.

L'effetto acustico che se ne prova è detto appunto effetto Leslie. Esso influisce sull'ascoltatore dandogli l'impressione che lo spazio di ascolto è di molto aumentato. Accoppiato con un riverberatore ed un organo elettronico questo altoparlante ruotante costituisce un sistema concreto per realizzare la sonorità tipica dei grandi organi a camme.

La riproduzione sonora con effetto Leslie è rappresentata nella fig. 4.

Un motore a camera di compressione, munito di padiglione conico, ruota su un asse centrale diffondendo così i suoni su 360°.

Le correnti BF sono trasmesse all'altoparlante mediante degli alberi che oltre a servire alla rotazione, servono anche come conduttori provvisti di spazzole a strisciamento continuo.

Due motori asincroni provocano il movimento all'altoparlante con dei rapporti differenti tramite una cinghia molto flessibile. La velocità dell'equipaggiamento mobile della posizione dipende da una camma intermedia comandata da un relé elettromeccanico.

E' quindi possibile comandare l'assieme a distanza mediante un interruttore oppure con un pedale facilmente dissimulabile.

In pratica, la banda passante si estende con facilità da 1.000 Hz a 20.000 Hz e si sfruttano tali frequenze poiché per esse l'effetto direzionale è il più sensibile e marcato possibile.

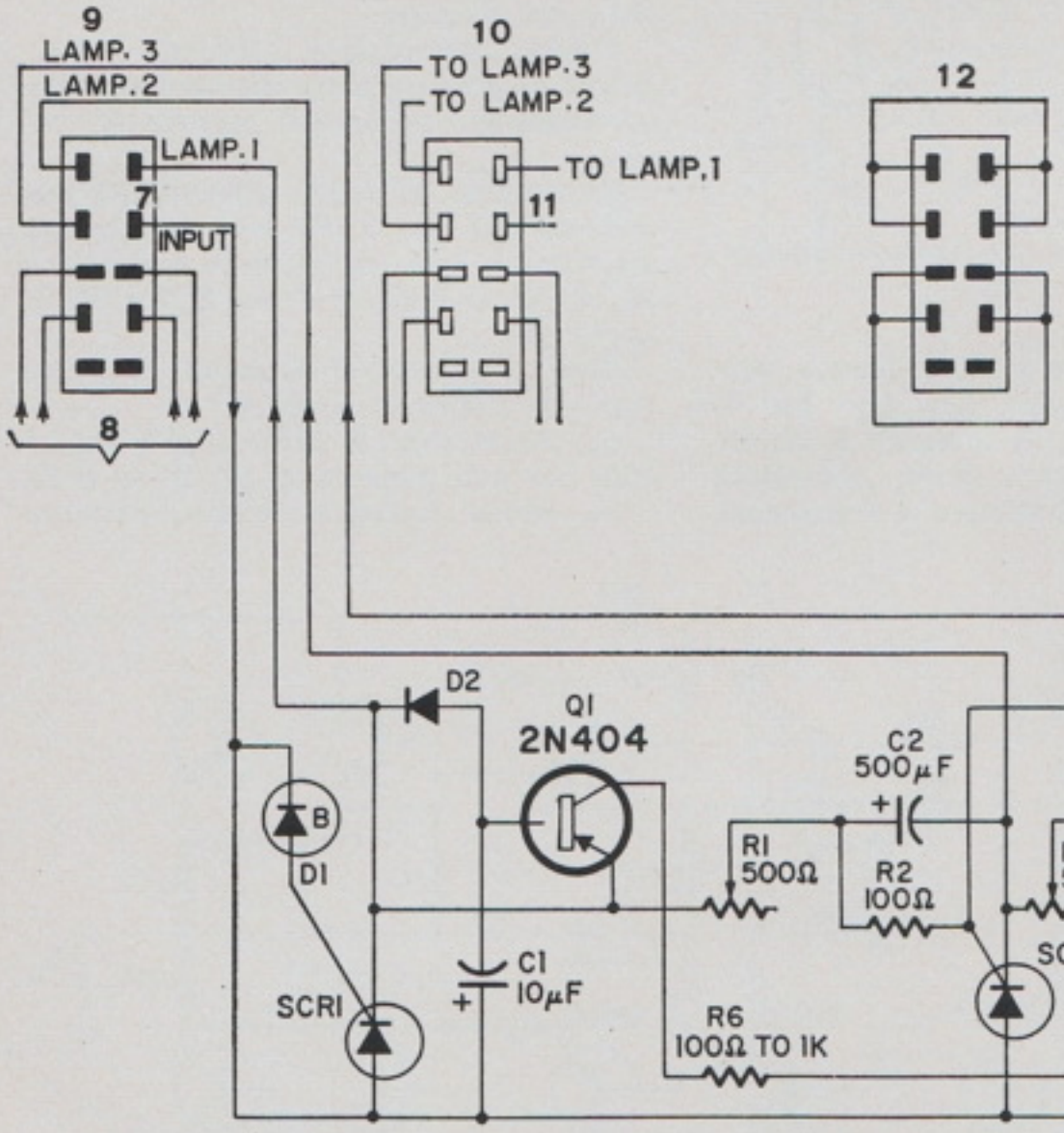


Fig. 5 - Schema del lampeggiatore a sequenza per auto. L'intervallo fra ogni sequenza 1-2-3 è di 0,25 s. Qui è rappresentato lo schema dell'unità di comando di luci di direzione di un solo lato dell'autovettura, ma in pratica vanno costruite due unità. 7 = entrata luci stop/direzione; 8 = alle luci sul lato opposto; 9 = connettore maschio; 10 = connettore femmina; 11 = tensione del segnale di stop e direzione; 12 = spinotto con tutti i piedini di uno stesso lato collegati fra loro inserendo il quale (in 10) viene ripristinato l'impianto elettrico orginale.

LAMPEGGIATORE A SEQUENZA PER AUTO

L'applicazione alle automobili del lampeggiatore a sequenza, descritto da J. Nunley su Radio Electronics, richiede posteriormente la presenza di tre lampadine segnalatrici di direzione da ciascun lato, in modo da poterle accendere nell'ordine 1-2-3 dietro ad una unica calotta di plastica trasparente, affinché il tutto appaia come una luce che ad intermittenza si sposti verso il lato dove s'intende girare.

Questi lampeggiatori sequenziali, oltre che più evidenti ed intuitivi di quelli normali, aggiungono un tono di stile e personalità all'auto.

Le modifiche necessarie per l'installazione, a detta dell'A., sono minime, almeno sulle automobili statunitensi.

La fig. 5 è lo schema dell'unità sequenziale.

E' mostrata quella relativa ad un solo gruppo di luci laterali, ma ovviamente ne occorrono in pratica due per completare il sistema.

Per un momento si supponga che Q1, D2, C1, R5 ed R6 non esistano.

Allora quando il commutatore delle luci di direzione è posto in condizioni di funzionamento, una tensione di 12 V è applicata agli anodi dei tre SCR ed al catodo di D1.

La tensione di zener è però eccessiva e quindi una corrente passa sulla porta dell'SCR1 innescando immediatamente.

Ciò determina l'accensione della lam-

padina «1» e dà 12 V a C2 attraverso R1.

Qui avviene un certo ritardo mentre C2 si carica ad una tensione sufficiente per comandare la porta dell'SCR2. Quindi quest'ultimo dispositivo viene anch'esso innescato e si accende così la lampadina 2 e 12 V sono applicati attraverso R3 a C3.

Dopo un ritardo, s'innesca l'SCR3 e si accende la lampadina 3. Ora, sono accete tutte e tre le lampadine e dopo un certo ritardo le lampadine si spengono.

Un SCR, tuttavia, può essere disinnescato anche agendo dall'esterno, poiché quando si trova in stato di conduzione continua a rimanervi fintanto che una minima corrente passa attraverso ad esso.

Se invece le lampadine restano spente per un breve periodo, la sequenza dopo un breve tempo d'interruzione, può ripetersi.

Il ritardo nell'accensione delle lampadine 2 e 3 è dato dalla costante di tempo dei gruppi R1-C2 ed R3-C3.

Con i valori indicati si ottiene un ritardo di 0,25 s al massimo. R1 ed R3 sono regolabili per compensare le differenze nei componenti così che possono essere ottenute delle sequenze ben spaziate e per consentire al fabbricante di scendere a velocità di frequenza che presenta un maggior effetto di richiamo ed estetica.

R2 ed R4 sono usati per dare un punto elevato d'intervento alle porte di SCR2 ed SCR3.

Se i ritardi ottenuti con R1 ed R3 tutti inseriti sono ancora troppo brevi, si possono aumentare i valori di R2 ed R4. Si noti la particolarità che il circuito non richiede un collegamento a massa.

Il ritorno necessario (negativo) è fornito attraverso i filamenti delle lampadine che quando sono accese hanno una resistenza inferiore ad 1 Ω.

Collocando le lampadine in serie con i catodi degli SCR si ha il vantaggio di fornire un funzionamento d'impulso alle porte degli SCR, ciò che è molto utile per una loro lunga durata.

Quando gli SCR innescano i loro catodi assumono la tensione di 12 V, così che il potenziale tra la porta ed il catodo è nullo e la corrente di porta è trascurabile.

Le lampadine indicatrici di direzione anteriormente al veicolo non sono interessate al precedente circuito. Esse sono collegate in serie con un dispositivo di intermittenza dell'auto vettura e si accendono in base all'impianto elettrico originale.

Sull'effetto del sistema sequenziale sulle lampadine direzionali anteriori è che il loro periodo di funzionamento risulterà leggermente più lungo di quello originale, poiché resteranno accese mentre le lampadine posteriori si accenderanno nella sequenza 1-2-3.

Le lampadine anteriori si spengono quando vengono spente anche quelle posteriori con un minimo scarto rispetto ai risultati dell'impianto originale.

Quando si preme il pedale del freno,

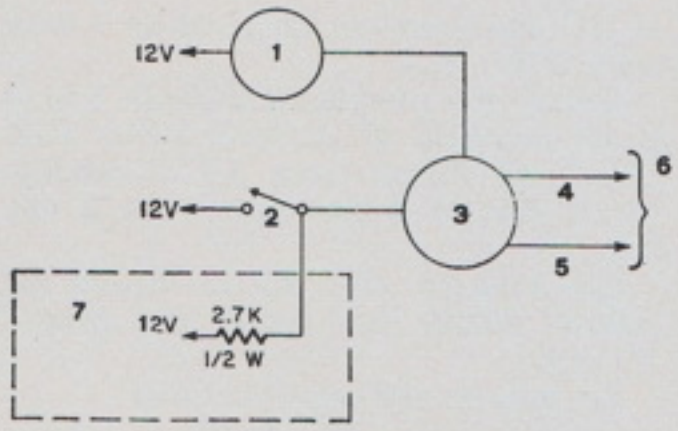


Fig. 6 - Schema d'inserzione del dispositivo di fig. 5 nell'impianto elettrico di una autovettura. 1 = lampeggiatore; 2 = interruttore luci di stop; 3 = commutatore luci di direzione; 4 = lato sinistro; 5 = lato destro; 6 = lampadine posteriori di stop e direzione; 7 = allo interruttore d'accensione.

è desiderabile che le lampadine posteriori si accendano tutte assieme senza effetti di sequenza. Per ottenere ciò, il circuito ricava l'informazione necessaria dal segnale stop/direzione durante il periodo in cui le lampadine sono spente.

Quando il commutatore di direzione inserisce la linea con l'interruttore di stop, ma quest'ultimo chiuso (pedale del freno non premuto), una tensione di 12 V è inviata al circuito di sequenza attraverso un resistore da 2.700 Ω (figura 6).

Il valore di questo resistore è scelto in modo che limiti la corrente ad un livello inferiore di quella necessaria per mantenere in attività l'SCR. Quindi questi ultimi e le lampadine sono spente.

La tensione di 12 V ha un passaggio verso massa attraverso D1, SCR1 ed il filamento della lampadina «1». D1 ha una tensione inversa di soglia di 10 V, così una tensione di tale valore appare all'entrata del circuito di sequenza.

Questi 10 V caricano C1 attraverso D2 ed al filamento della lampadina «1». Quando viene premuto il pedale del freno, l'interruttore relativo bypassa il resistore da 2.700 Ω e da 12 V alla entrata del circuito di sequenza.

Istantaneamente SCR1 e la lampadina «1» attivati e l'emettitore di Q1 assume la tensione di 12 V.

Il capo negativo di C1 è bloccato da D2 dallo scaricarsi direttamente attraverso l'SCR1 e così C1 dallo scaricarsi attraverso la base e l'emettitore di Q1 e l'SCR1.

La scarica di C1 attiva Q1 ed il collettore di quest'ultimo diventa positivo. Questa tensione positiva va attraverso R6 alla porta dell'SCR3 accendendo la lampadina relativa.

Quando l'SCR3 è in conduzione, la tensione di porta è inviata all'SCR2 attraverso R5, attivando la lampadina 2. Il ritardo nell'accensione che interviene tra le lampadine 1-2-3 è ora così piccolo che appare ad un osservatore come una luce continua e simultanea.

L'A. termina fornendo alcuni suggerimenti pratici, ammettendo che il circuito proposto ha qualche «idiosincrasia».

Ad esempio, il valore di R6 dipende dalla corrente dispersa di Q1 ed in ampia misura dal grado di sensibilità della porta dell'SCR3.

Pertanto, in pratica, occorre partire con un valore di 470 Ω che assicurerà un funzionamento almeno iniziale in qualsiasi condizione. In seguito, si può aumentare il valore di R6 procedendo di 50 in 50 Ω sino ad un funzionamento sequenziale perfetto.

Ogni lampadina può assorbire sino a 3 A e pertanto occorre che i connettori previsti possano sopportare delle correnti di 9A. Per lampadina «1» si intende quella che è più vicina al centro dell'autovettura e per lampadina «3» quella che è più esterna.

Per scaramazia, l'A. consiglia anche di preparare una spina di emergenza (n. 12 nella fig. 5) che in caso di cattivo funzionamento permette di disconnettere il circuito sequenziale e, con la semplice sua inserzione nella spina femmina, di ripristinare il sistema originale.

Occorre sostituire il dispositivo originale d'intermittenza se il carico delle lampadine supera la sua portata massima.

Per l'installazione a bordo di autovetture è consigliabile farsi assistere da esperti elettrauto, orientandosi sulla disposizione di massima rappresentata nella fig. 6.

Se si collega il resistore da 2700 Ω e 12 V attraverso il lato accessori dell'interruttore di accensione (come è visibile nella precitata figura), allora se si preme il pedale del freno quando detto interruttore è aperto, le luci di stop si accenderanno in sequenza su entrambi i lati e così rimarranno fintanto che non viene tolta la pressione del pedale.

Il motivo di questo comportamento è che quando l'interruttore d'accensione è spento, vengono rimossi 12 V dal resistore da 2700 Ω e quindi C1 non può caricarsi. Se quest'«idiosincrasia» (come la chiama l'A.) non è tollerabile, può essere superata collegando i due capi del resistore da 2.700 Ω ai due terminali dell'interruttore del freno (ossia dello «stop»), operazione che viene garantita «semplice».

Questo collegamento mantiene allora una tensione di 12 V ai capi del resistore da 2.700 Ω, in qualsiasi condizione anche quando l'interruttore d'accensione è spento, ma tuttavia assorbe una piccolissima corrente dalla batteria anche a motore spento.

Questo assorbimento è molto piccolo ed impiega molte settimane per dare un effetto concreto di scarica.

Poiché l'azione di D1 in presenza del resistore da 2.700 Ω fa sì che la caduta di tensione sia soltanto di 2 V, la fuga continua di corrente dalla batteria risulta essere di soli 800 μA. Anche se D1 e C1 vengono cortocircuitati, questo assorbimento indesiderato resta inferiore ai 5 mA.

L'A. consiglia, però, di non ricorrere a quest'ultima soluzione perché «dà maledettamente ai nervi» stare a casa mentre si sa che la batteria della propria auto, lentamente ed inesorabilmente, sta scaricandosi.

UN PROVATRANSISTORI CINESE

Benché tratto dalla rivista cinese Chun Radio il provatransistori che appare nella fig. 7 è tutt'altro che «cinese» e debitamente europeizzato con l'impiego del diodo BA114 supera per semplicità d'impiego, sicurezza di prestazioni, ma soprattutto per rapidità di misura, molti provatransistori occidentali, ricchi di microamperometri ma privi di praticità.

Il diodo consigliato è il tipo BA114 che ben si presta a sostituire quello originale, introvabile in Europa.

Si tratta infatti non di un diodo comune ma di un dispositivo al silicio, stabilizzatore di piccole tensioni.

Quando la corrente diretta che scorre nel BA114 varia, ad esempio da 0,1 mA a 20 mA, la tensione ai capi del diodo varia soltanto da 0,54 V a 0,82 V.

Ma passiamo all'esame dettagliato dello schema della fig. 7.

Mediante commutatori è possibile inviare alla base del transistore in prova (indicato entro un quadrato in tratteggio) delle correnti variabili a scatti da zero (quindi nessuna indicazione da parte del milliamperometro) sino ad 1 mA.

Il commutatore SB1 ed SB2 permette rapidamente la polarità della tensione in modo da poter effettuare le misure sia su transistori NPN che PNP.

Con il commutatore SA nella posizione «zero» è anche possibile effettuare la misura della corrente di dispersione inversa CE.

Le letture si effettuano su un milliamperometro da 1 mA f. sc. che può essere predisposto per le seguenti portate: 13-10-30-100 mA agendo sul commutatore SC che inserisce in parallelo i resistori R10 - R16.

Grazie alla presenza del diodo BA114 e del parallelo di resistori R17 - R18, chiudendo l'interruttore SD si raddoppia la portata dello strumento a 2 mA f. sc.

Ciò è molto utile per la misura del fattore ICEO per valori di correnti 2,5 mA.

La misura dell'amplificazione

$$hFE \frac{IC - ICEO}{IB}$$

è facilmente valutabile anche per semplice passaggio scalare da un valore al successivo.

Ad esempio, da 30 µA (posizione 3 del commutatore SA) a 100 µA (posizione 4 del commutatore SA).

L'alimentazione è effettuata con una batteria da 4,5 V ed il tutto può essere contenuto entro una elegante cassettina metallica di cui però il testo cinese non fornisce alcuna dimensione.

UN LINEARE DA 500 W

Russ Covington (al secolo WA6VLI) stando a quanto riferisce su 73 Magazine si è dato alla costruzione di un amplificatore RF lineare assai piccolo «to please the wife», per compiacere la moglie che forse avrebbe estromesso lui e le sue carabattole se continuava ad ingombrargli con apparecchiature il «dinette seat», ossia (letteralmente) il «sito dove si sbafa».

Ha creato così questo compatto lineare che «rolla 500 W c.c. input» in SSB con 1500 V di placca (infatti il soggetto ha usato un paio di 811A) che risulta tuttavia (a detta del suo Autore) ancora ben efficiente con la pregiata tensione elettrocutoria da sedia elettrica di «soli» 1200 V.

Con «soli» 800 V - placca, infine, lo arnese sviluppa «quasi» 500 W PEP input.

Ciò detto, premesso e presentato in fig. 8 lo schema elettrico dell'amplificatore, sentiamo come ce lo descrive il suo creatore.

L'apparecchio misura 76 mm in altezza; è largo 305 mm e profondo 254 mm; è sintonizzabile dai 10 agli 80 m. Comprende nel suo interno il relè di antenna ed un indicatore della RF in uscita.

Si presta ottimamente per essere appoggiato sopra trasmittenti del tipo SBE 33.

Sono state scelte le valvole del tipo 811A perché non richiedono un alimentatore della polarizzazione e sono assai economiche rispetto alla potenza che sviluppano.

Esse lavorano anche bene con basse potenze di eccitazione e richiedono meno di 20 W di potenza pilota su tutte le bande.

Il misuratore della RF in uscita è montato su un piccolo pannello di 25 x 50 mm, come indicato nella fig. 9.

I valori dei componenti usati sono i seguenti:

C1 = *500 pF, 20 kV*
C2 = *condens. variabile 150 pF (tipo per trasmissione)*
C3 = *condens. variabile 935 pF (tipo per trasmissione)*
C4, C5 = *1000 pF, 2 kV*
C6, C9 = *condens. elettrolitici da 100 µF, 450 V*
C10, C17 = *10.000 pF, 1.000 V*
CR1 = *diodo 1N34A*
CR2-CR9 = *diodi al silicio da 2 A per 1 kV*

N.B. - Tutti i condensatori sono di tipo ceramico quando non è indicato altrimenti.

R1 = *10 Ω, 0,5 W*
R2 = *potenz. con interruttore da 25 kΩ*
R3 = *22 kΩ, 0,5 W*
R4 = *470 Ω, 0,5 W*
R5, R6 = *30 Ω, 10 W*
R7, R10 = *330 kΩ, 2 W*
R11, R18 = *220 kΩ, 0,5 W*
T1 = *trasform. di alimentazione. Primario: 220 V; secondario per i filamenti: 12,6 V; secondario alta tensione: 0,35 A (l'A. non ne precisa la tensione, limitandosi a dire che all'uscita del raddrizzatore devono essere presenti circa «1200 V»).*
S1 = *interruttore monopolare*
S2 = *interruttore posto sul potenziometro R2*
S3 = *commutatore ceramico ad una via, 6 posizioni*

So從高讀數開始，把待測試的晶體管 本身及其增益的大小，亦足以影響精
插入電路，按下開關 再撥 至 確的程度。綫路上的基極電阻是接在

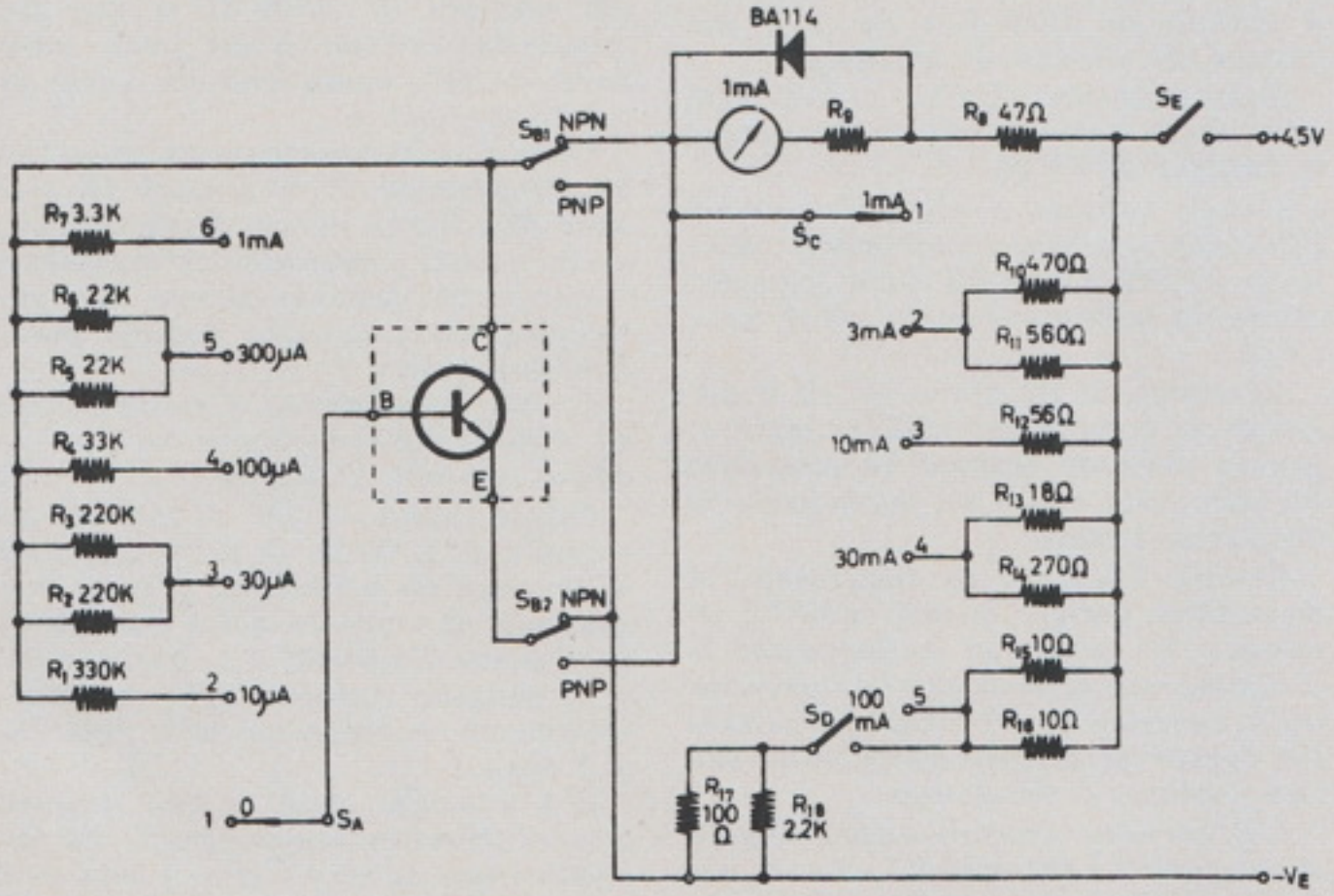
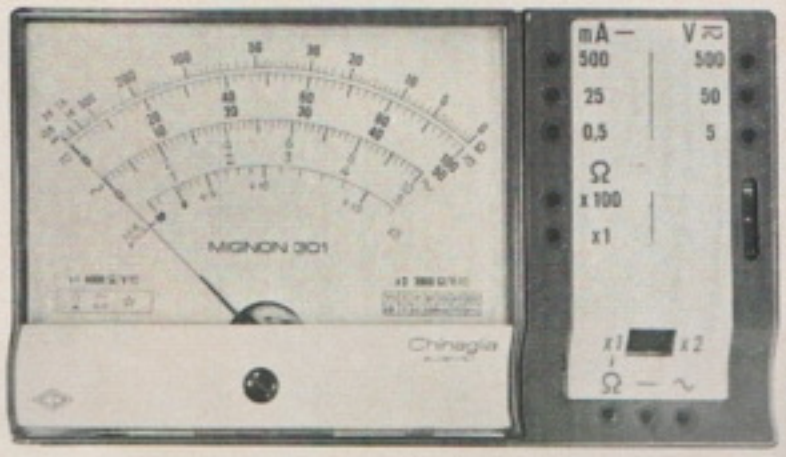


Fig. 7 - Un originale prova transistori, semplice e rapido, che consente di effettuare una verifica assai attendibile dell'efficienza e dell'amplificazione.

UNO STRUMENTO GIOVANE PER I GIOVANI

MIGNONTESTER 301 - 32 portate 2 KΩ/V cc 1 KΩ/V ca
Analizzatore universale tascabile con dispositivo di protezione.
Risultato di oltre 40 anni di esperienza, al servizio della Clientela più esigente in Italia e nel mondo, il MIGNONTESTER 301 è uno strumento moderno, robusto e di grande affidabilità. Nel campo degli analizzatori il nome CHINAGLIA è sinonimo di garanzia.
PRESTAZIONI - **A cc**: 0,5 ÷ 1000 mA - **V cc**: 5 ÷ 1000 V - **V ca**: 5 ÷ 1000 V - **VBF**: 5 ÷ 1000 V - **dB**: — 10 ÷ + 46 dB - **Ohm**: 10 KΩ ÷ 1 MΩ.



CHINAGLIA

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

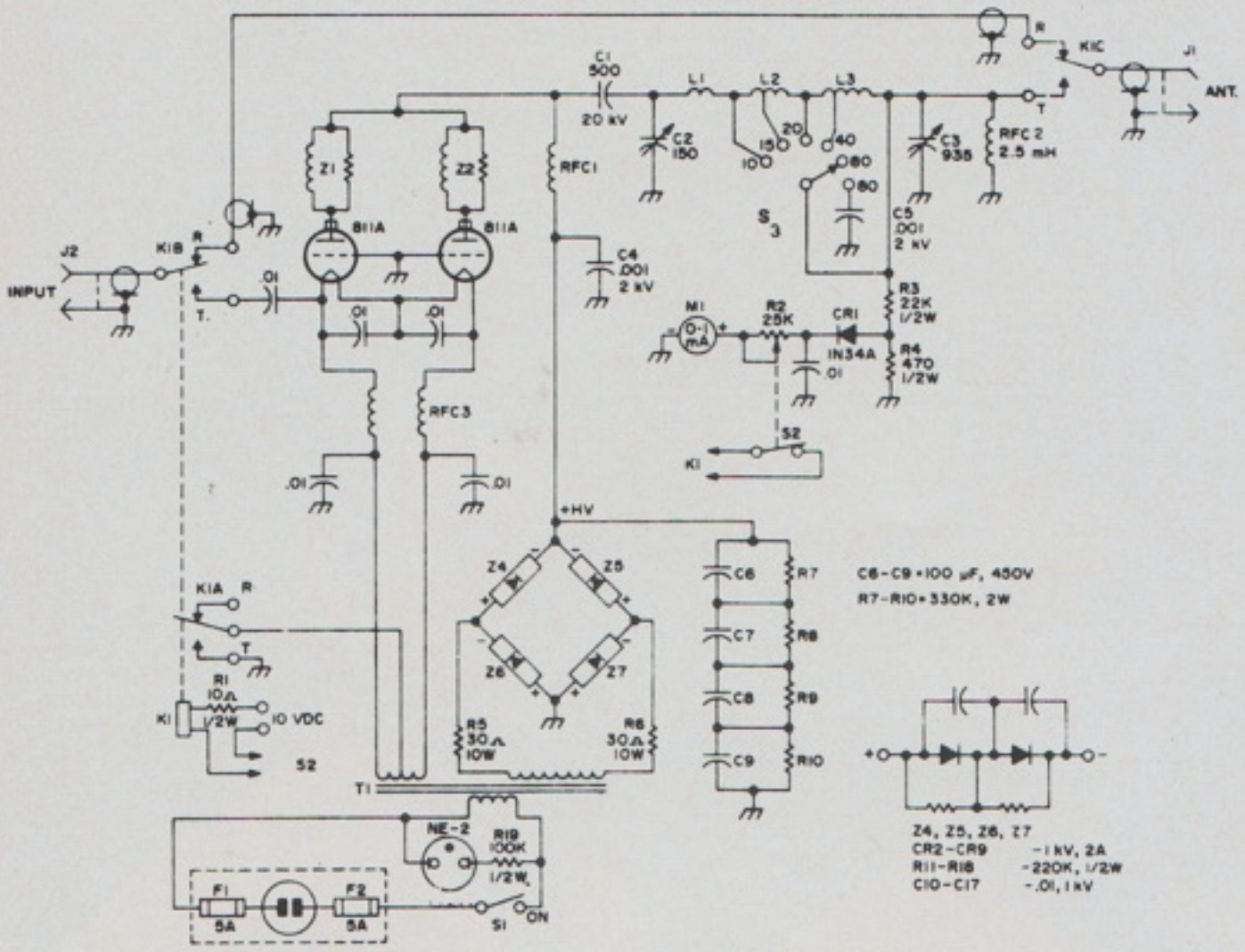


Fig. 8 - Un lineare da 500 W per le gamme radiantistiche dei 10-80 m. Misura 76 x x305 x 254 mm e richiede per tutte le bande solo una potenza d'eccitazione di 20 W.

K1 = *commutatore tetrapolare con contatti per 5 A e bobina di eccitazione da 6 V*

RFC1 = *90 µH, 500 mA - costituito da un avvolgimento lungo 101,6 mm - Ø 0,4 su supporto lungo 127 mm e di 19,2 mm di diametro*

RFC2 = *impedenza RF da 2,5 mH*

RFC3 = *avvolgimento bifilare di 28 spire filo Ø 1,6 mm avvolte serrate su supporto di 12,6 di diametro con ferrite lunga 140 mm*

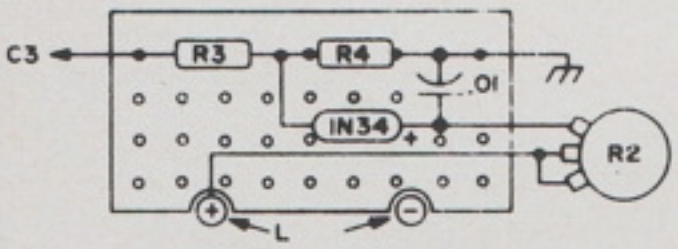


Fig. 9 - Particolare della sistemazione di R3, R4 e del diodo 1N34A (=CR1) su una lastrina isolante di 25 x 50 mm che viene fissata direttamente al milliamperometro (M1) tramite i suoi morsetti (L).

L1 = *4 spire di filo 2,6 mm; mandrino Ø 44,6 spaziatura 6,4 mm*

L2 = *8 spire su mandrino di 50,8 mm; 4 spire ogni 25 mm*

L3 = *21 spire su mandrino di 44,6 di diametro; 8 spire ogni 25 mm*

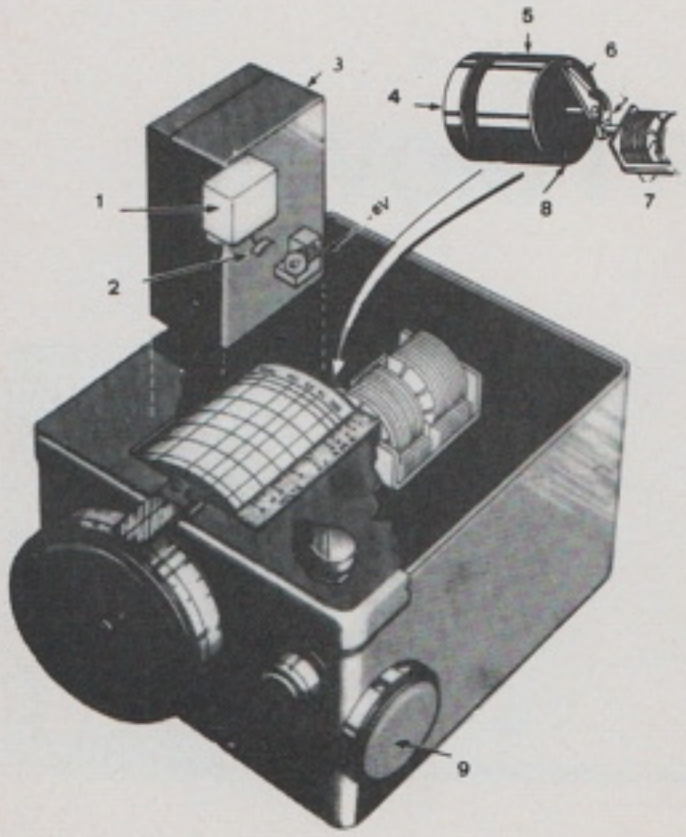


Fig. 10 - Dispositivo normale di H. J. N. Riddle per la tracciatura grafica delle caratteristiche di risposta in frequenza di audio equipaggiamenti. 1 = microamperometro con specchietto concavo 2 = al posto dell'indice; 3 = sostegno per il microamperometro e sorgente di luce costituita da una lampadina a 6 V; 4 = manopola che comanda la rotazione del tamburo 5; 6 = giunto con linguette a molla fra asse del tamburo 5 e del condensatore variabile 7; 8 = fenditura praticata nel tamburo per inserirvi e fissarvi un estremo della carta diaframmata; 9 = verniero magnetico di regolazione.

Bobina con prese per le varie bande (tutte le prese sono misurate partendo da C2): 10 m 2,5 spire; 15 m 4,5 spire; 20 m 7,5 spire; 40 m 17,5 spire; 80 m tutto l'avvolgimento completo.

M1 = *milliamperometro c.c. per 1 mA f.sc.*

I1 = *lampadina al neon per 220 V, categoria Ne-2*

J1, J2 = *connettori coassiali per montaggio su telaio*

F1, F2 = *fusibili da 220 V, 5 A*

Z1, Z2 = *soppressori di parassiti costituiti da 2,5 spire di filo stagnato da 3,7 mm avvolte su un resistore da 10 Ω, 2 W avente un diametro di 12,8 mm*

Per la messa a punto dell'amplificatore viene consigliato di procedere come segue.

Si carica l'eccitatore con un carico artificiale da 52 Ω mentre l'interruttore del relè S2 è aperto. Si noti che il relè di antenna è attivo con S2 chiuso e quando l'alimentatore è escluso.

Dopo ottenuto un normale carico dell'eccitatore si commuta il relè d'antenna S2 e si regola il misuratore d'uscita.

Si effettua allora l'accordo col condensatore C2 in modo da avere la massima indicazione sullo strumento. Si ripete l'operazione con il condensatore C3 e col carico d'antenna e poi ancora con C2 sintanto che si è ottenuta una indicazione ottima sul milliamperometro.

Ovviamente, i rotori dei condensatori devono trovarsi non regolati per uno degli estremi, in caso contrario occorrerà aumentare o diminuire leggermente le induttanze.

TRACCIATORE MANUALE DI CURVE

H. J. N. Riddle, in stretta competizione con Leonardo da Vinci nella creazione d'illuminati marchingeni, ha proposto su Wireless World la strana macchina che ha battezzato «tamburo maggiore» ed è osservabile (con prudenza) nella fig. 10.

Spiegato così alla buona, trattasi di cilindro ruotante, «fatto a mo' di tamburo», su cui si stende una striscia di carta, graduata come in fig. 11.

Durante la rotazione (manuale) del tamburo un raggio di luce vi si posa spostandosi a destra ed a manca, proprio come avviene nei registratori con galvanometro a specchio.

Tuttavia, la carta non è fotosensibile e da qui l'idea newtoniana di mister H. J. N. Riddle di seguire con matita agile mano svelta lo spostarsi del raggio sulla carta per tracciare nientedimeno che la curva relativa alla risposta in frequenza (da 0 a 20 kHz) di amplificatori BF ed apparecchiature audio in genere.

Ma non è finita! Lo smanettante, ossia l'«operatore», mentre con la mano sinistra fa ruotare il tamburo e la destra scrive veloce sulla carta diagrammata, compie ancora un'altra operazione (per

fortuna non con una terza mano) spostando gradualmente un condensatore variabile solidale col tamburo.

E qui avviene il miracolo finale! Poiché detto variabile è parte integrante di un generatore di segnali BF a battimenti, ecco svelato l'arcano: con quasi un giro del tamburo si varia da 0 a 20 kHz la frequenza inviata nell'apparecchiatura da controllare e quindi, per forza di cose, la curva segnata corrisponde ad ogni grado di rotazione alle varie frequenze di prova.

L'Editore inglese, visto simile macchinario e fortemente impressionato, è intervenuto anche lui nell'articolo per dire che si rende perfettamente conto del grande potere «deterrente» che ha sui lettori simile sbalorditivo progetto, ma lo pubblica lo stesso augurandosi che possa almeno servire come guida per mettere assieme «something Similar», ossia qualcosa di simile.

E veniamo al dunque!

L'oscillatore eterodina è composto essenzialmente da un generatore fisso funzionante a 280 kHz e da un oscillatore variabile che genera una frequenza da 60 a 280 kHz; la differenza di frequenza che risulta dall'eterodina di queste due uscite genera un segnale di prova da 0 a 20 kHz.

Il circuito dell'oscillatore è riportato nella fig. 12.

Come si vede è costituito da due oscillatori a transistori e da un circuito demodulatore che estrae la differenza di frequenza e filtra le componenti indesiderate ad AF.

L'uscita del demodulatore passa in un amplificatore (fig. 13) che fornisce il segnale finale di prova che è variabile in ampiezza da 0 a 2 V.

Ciascun collettore dei transistori fa capo ad una presa di una bobina che è costituita da 67 spire avvolte su un nucleo di ferrite.

E' previsto un accoppiamento reattivo alla sedicesima spira che fa capo alla base dei transistori tramite un condensatore da 500 pF. La frequenza dell'oscillatore variabile, nella fig. 12, è determinata dal condensatore variabile con legge quadratica da 635 pF che, come detto, è azionato direttamente dal tamburo.

I due oscillatori devono essere separati al massimo; in caso contrario, tendono a portarsi ad oscillare sulla stessa frequenza, specie quando entrambi sono vicini ai 280 kHz.

Come si vede dallo schema sono state impiegate due bobine di pochissime spire per prelevare i segnali prima d'inviarli al demodulatore. Occorre fare attenzione al massimo al loro disaccoppiamento altrimenti un trascinamento degli oscillatori può portare alla generazione di onde distorte.

Il filtraggio finale elimina le componenti indesiderate; uno dei due filtri in serie è sintonizzato per rimuovere delle frequenze di 270 kHz ± 10 kHz ed è collegato fra l'emettitore del transistore 2N4058 e la massa.

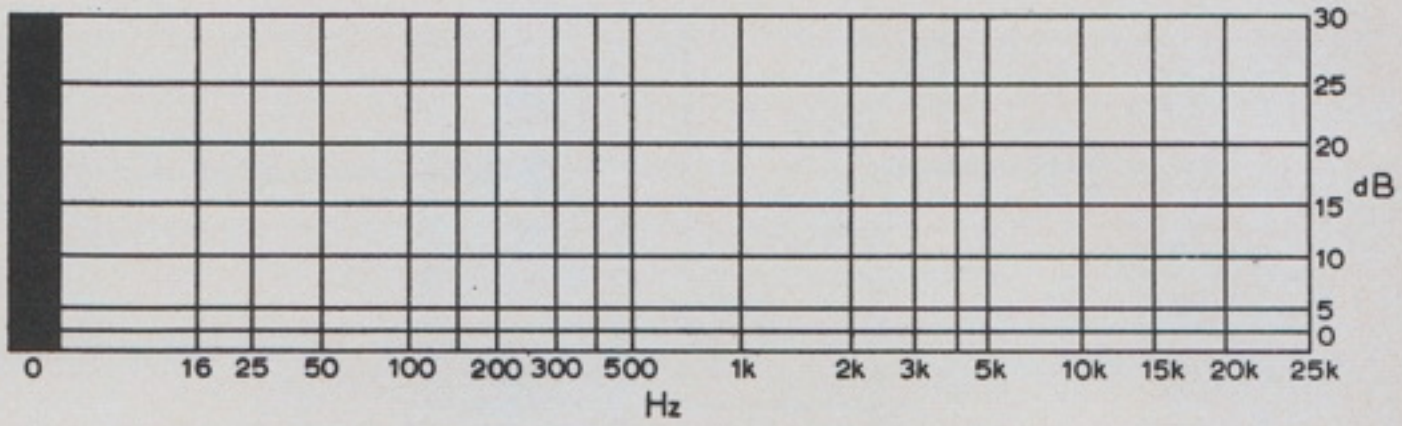


Fig. 11 - Esempio di striscia di carta diagrammata da fissare sul tamburo dell'apparecchiatura di fig. 10. La scala delle frequenze è logaritmica e più esemplari del disegno originale possono ottenersi mediante fotocopia.

L'altro filtro è un circuito di reiezione, accordato in modo simile, collegato fra l'uscita del demodulatore e l'amplificatore.

Dei condensatori fissi di 200 e 500 pF nell'amplificatore migliorano il comportamento dei filtri.

Un vantaggio del metodo di generazione di segnali con eterodinaggio è dato dal fatto che il cambiamento nella frequenza di un oscillatore, dovuto alle variazioni di temperatura, tensione, ecc. è esattamente compensato dalle variazioni analoghe che avvengono sull'altro oscillatore celando quindi mutualmente gli errori che così non si ripercuotono sul segnale audio in uscita.

In pratica, il generatore di segnali qui descritto funziona bene per temperature da 5 a 30 °C e richiede soltanto pochi minuti per stabilizzarsi dopo l'accensione.

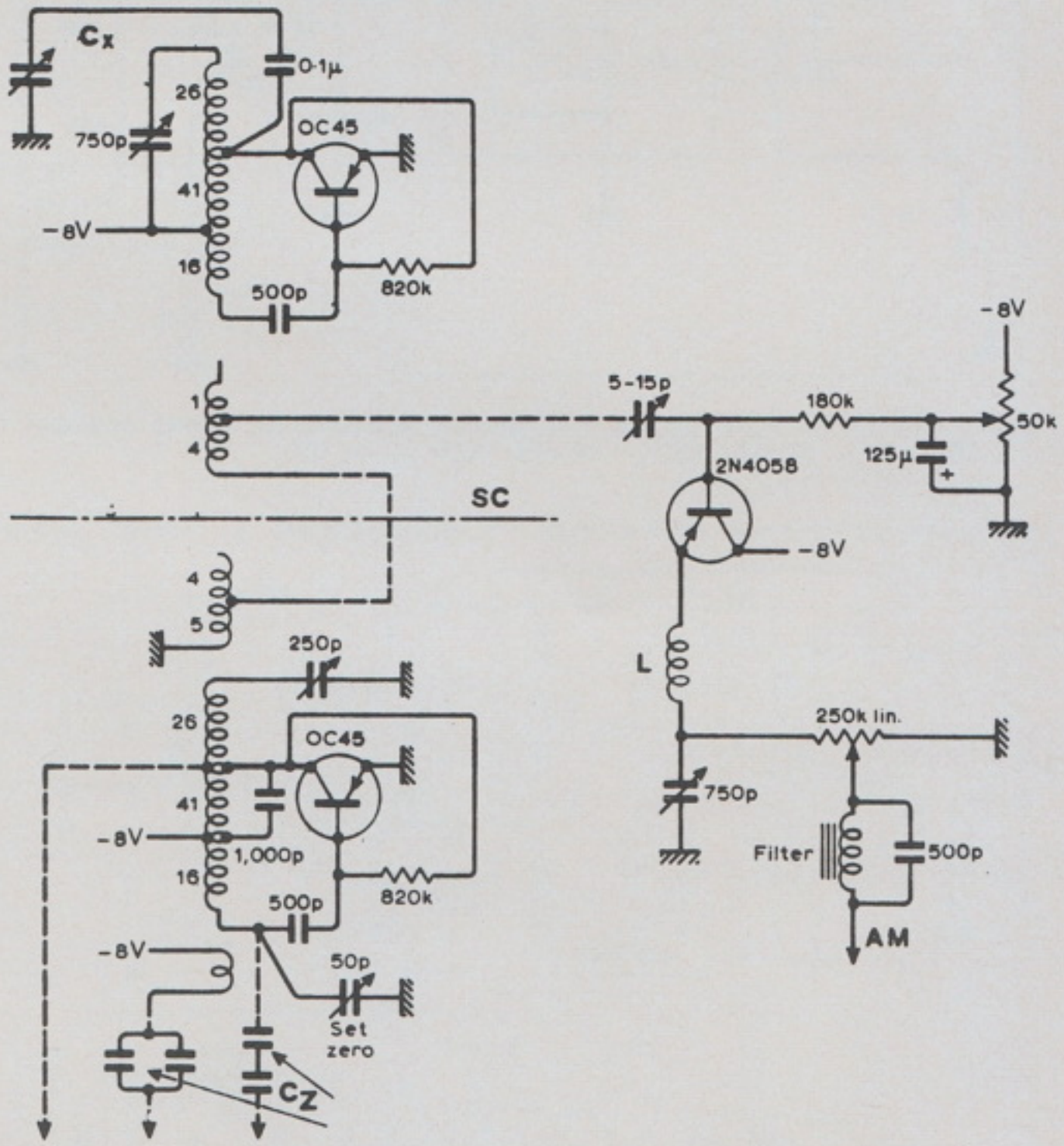


Fig. 12 - Schema elettrico del generatore BF eterodina che è parte integrale del tracciatore di curve di fig. 10. I numeri posti accanto agli avvolgimenti indicano il numero di spire. In basso è raffigurato l'oscillatore fisso a 280 kHz ed in alto quello variabile da 260 a 280 kHz. Le due frequenze vengono prelevate dalle bobine da 1-4 e 4-5 spire ed inviate al 2N4058 demodulatore. CX = condensatore variabile da 750 pF; SC = schermatura fra oscillatori; CZ = condensatori semifissi eventuali di regolazione; L = bobina di filtro toroidale; F = filtro; AM = l'amplificatore.

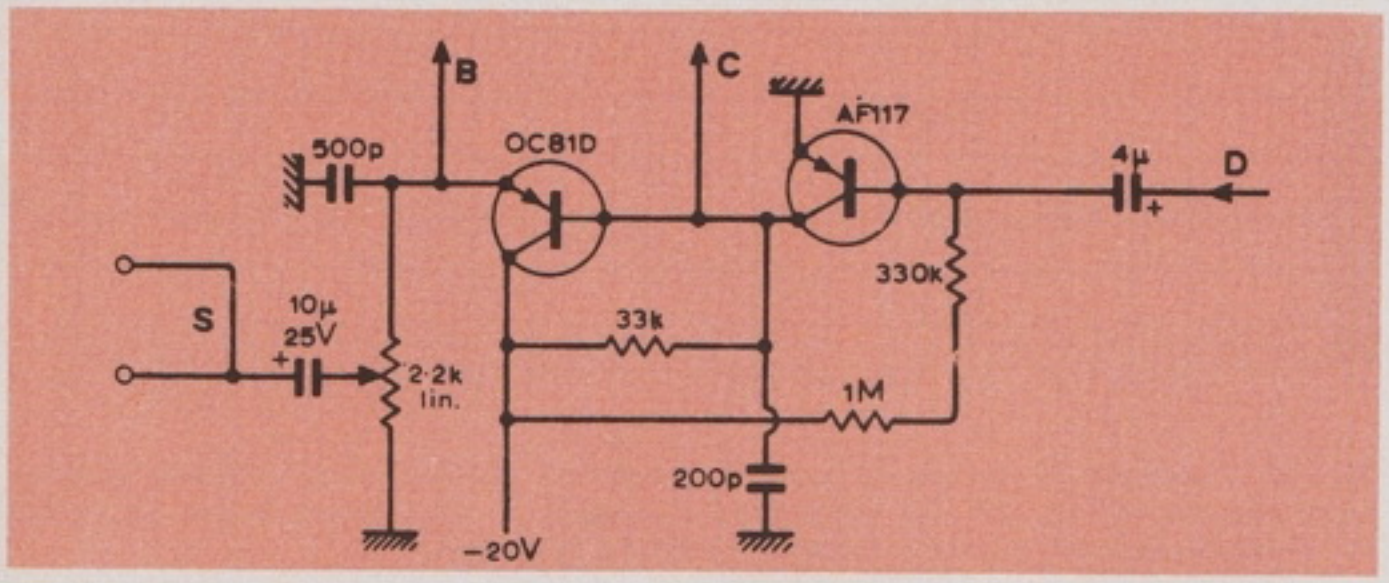


Fig. 13 - Schema dell'amplificatore posto all'uscita del demodulatore D; da S viene prelevato il segnale BF di prova, regolabile in ampiezza col potenziometro lineare da 2,2 kΩ. I collegamenti B e C sono facoltativi e fanno capo rispettivamente al generatore di onde quadre ed all'interruttore ciclico.

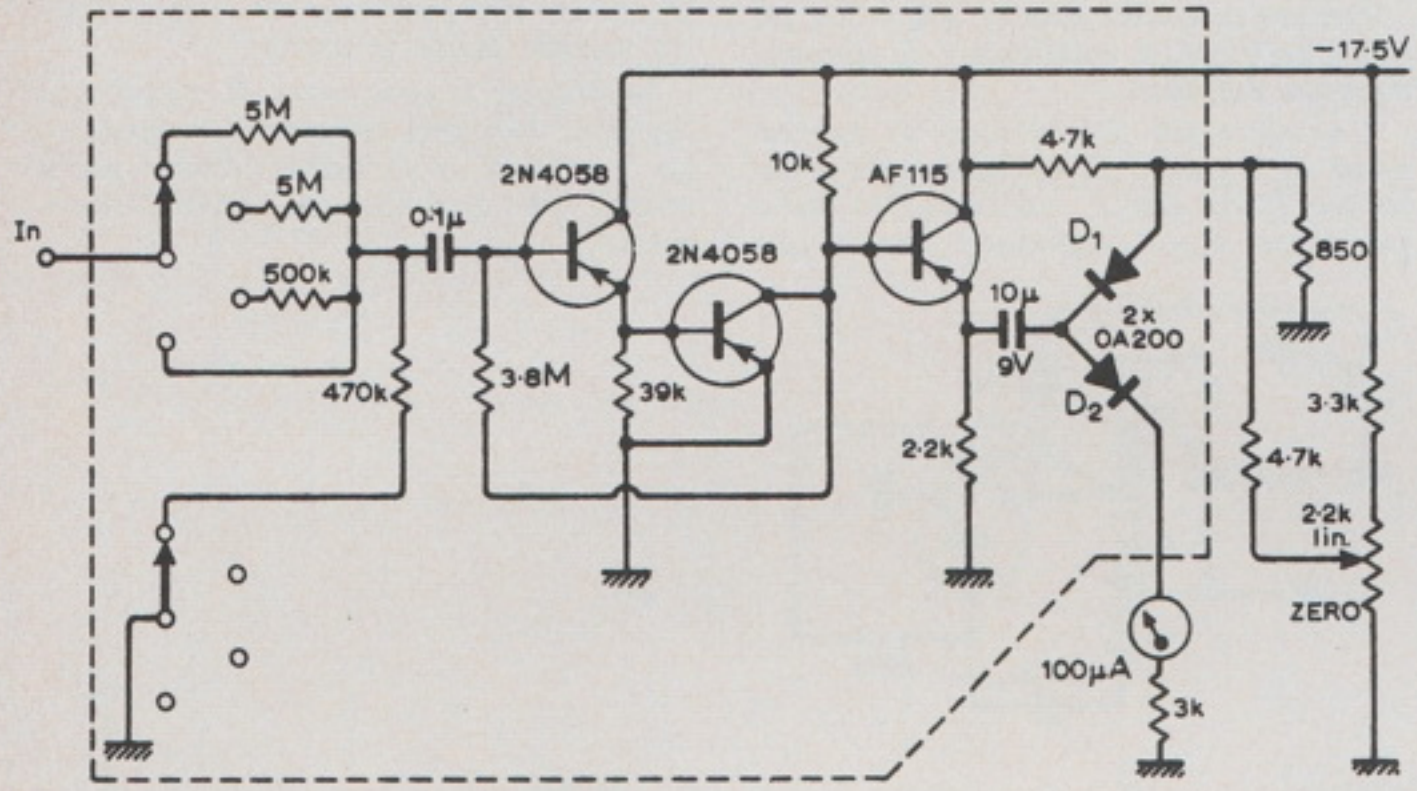
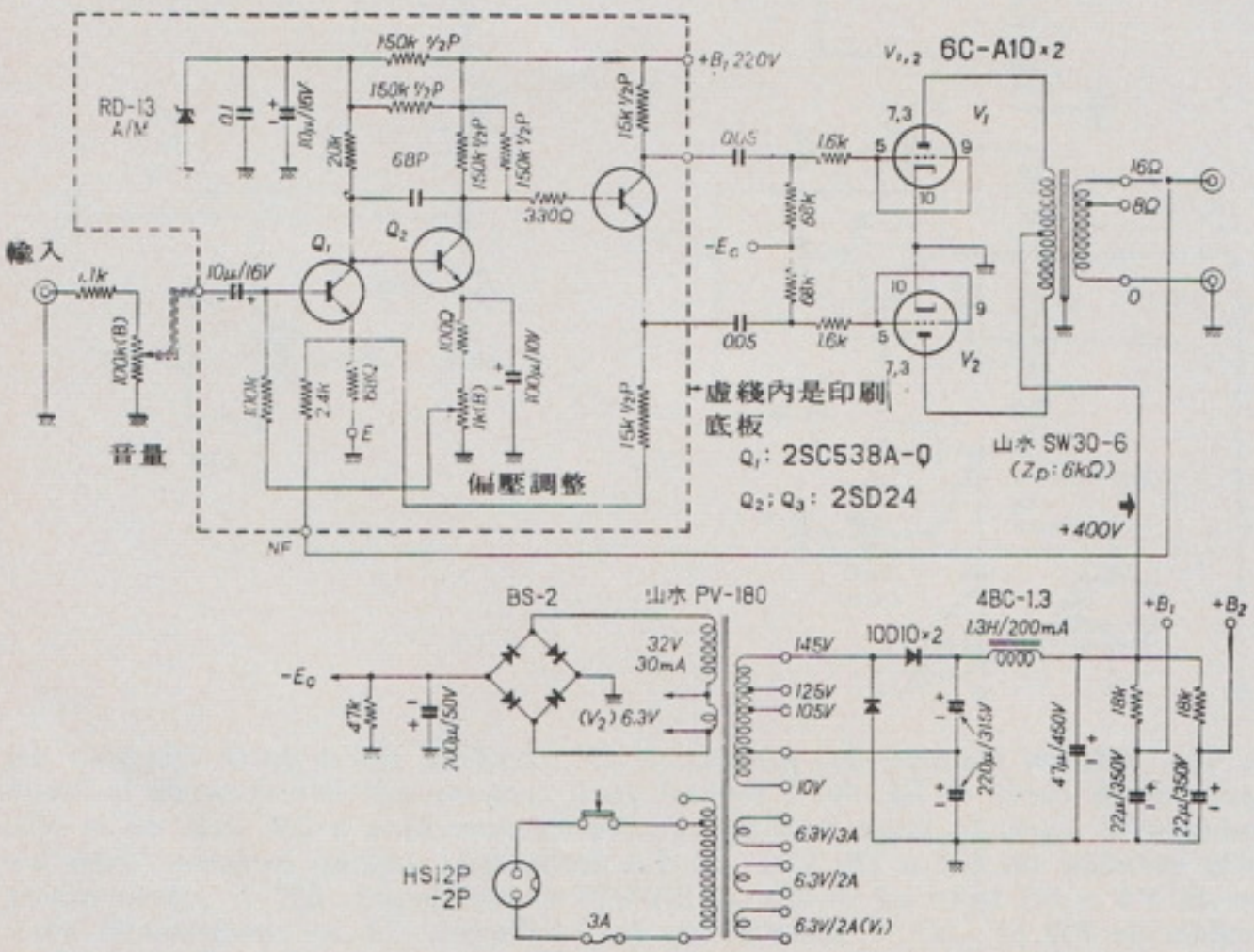


Fig. 14 - Circuito del voltmetro c.a. L'attenuatore in entrata ha quattro posizioni 1 (— 0 dB); 10 (— 20 dB); 100 (— 40 dB); 1000 (— 60 dB).

，而以耐高壓的晶體管作推動級，這樣便成爲所謂　單，推動級的純增益是　，加上約　的負



與晶體管混合式擴音機和單聲道電路

Il condensatore da 50 pF, posto nello oscillatore fisso, serve per piccoli aggiustaggi di frequenza in modo da ottenere un perfetto accordo delle frequenze generate con la posizione della carta diagrammale.

Una ulteriore regolazione dello zero è ottenuta mediante un magnete ruotante che viene azionato dalla manopola 9 di fig. 10.

L'azione di questo dispositivo è basata sul fatto che è possibile creare delle piccole variazioni nella frequenza di oscillazione agendo sul nucleo di ferrite che hanno le bobine.

La fig. 14 mostra un interessante circuito del voltmetro a c.a. che è sostanzialmente un amplificatore a transistori con un attenuatore in entrata e con un circuito rettificatore in uscita.

Il primo stadio assicura un'alta impedenza di entrata ed è accoppiato in modo continuo ai transistori successivi.

Il circuito rettificatore consiste in un condensatore da 10 µF e dai diodi al silicio D1 e D2 che funzionano come segue: durante ciascun semiciclo negativo dell'emettitore del transistore AF115, il condensatore si carica.

La sua armatura di destra (nella fig. 14) diventa positiva per il passaggio della corrente attraverso D1. Durante ciascun semiciclo positivo dell'emettitore, il condensatore si scarica attraverso D2 e muove la bobina mobile dello strumento.

Per superare lo scoglio dato dal pianerottolo di tensione relativamente alto dei diodi al silicio è previsto un circuito di polarizzazione dato dal potenziometro da 2.200 Ω e dai resistori 3.300 e 4.700 Ω.

Questo circuito, in modo molto grande anche se non completamente, elimina la non linearità della scala alle letture più piccole e fornisce anche un comodo dispositivo di azzeramento non influenzabile alla sensibilità dalla temperatura dei diodi.

La combinazione proposta dall'amplificatore lineare con il raddrizzatore ed il microamperometro fornisce normalmente una scala lineare sulla carta di registrazione. Ciò che è richiesta è però una risposta in ampiezza logaritmica allo scopo di produrre una scala lineare esprimibile in decibell.

La correzione necessaria è stata ottenuta mediante due espedienti meccanici, ossia scegliendo come strumento un indicatore di sintonia da 100 µA f. sc. che è per sua natura poco lineare ed aumentando questa caratteristica, aggiungendo un effetto gravitazionale e facendo specchietto concavo (2 nella fig. 10) quale contrappeso sull'equipaggio mobile che oppone una forza di ritorno

Fig. 15 - Schema dell'amplificatore di potenza (25 W) ibrido, per frequenze da 50 Hz a 10 kHz. La presenza di un push-pull finale di triodi funzionanti in classe AB1 garantirebbe una particolare resa acustica «melodiosa».

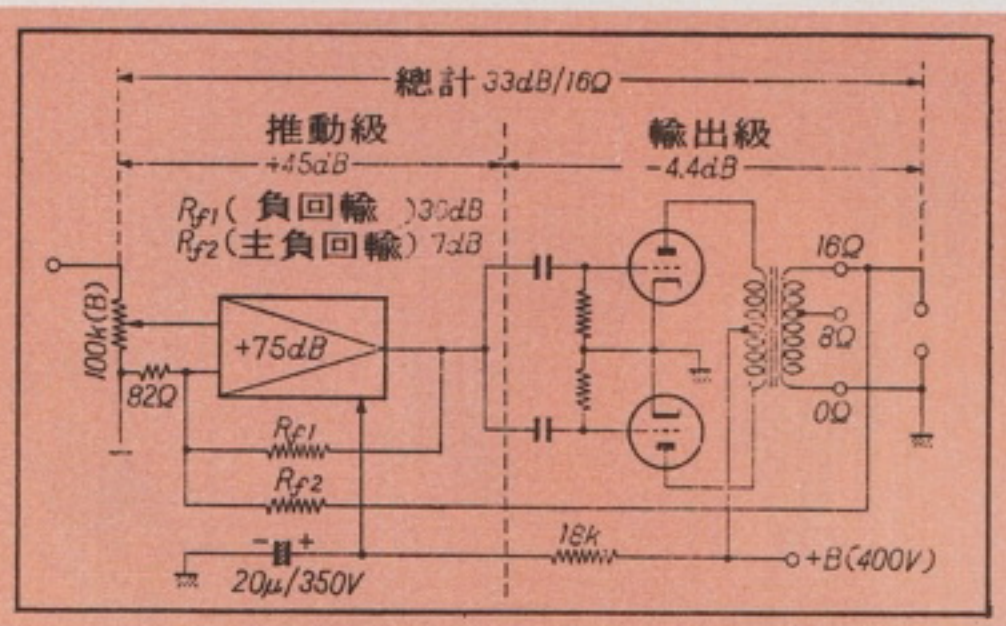


圖　　本機方框圖

回輸，仍保持約　　的增益，從輸出級接來的主要負回輸約

推動級：圖　　是推動級的工作電壓及電路圖，從圖中看來承受高壓的晶體管有兩個，倒相採用集－射極分割方式，推動級的低頻時間常數，是由接在輸入端的電容及接在　　的射極上的傍路電容所決定。負回輸是由　　的射極電阻取出接往

Fig. 16 - Schema a blocchi dell'amplificatore dimostrante i singoli guadagni in dB di ogni sezione. Lo stadio finale in controfase è considerato deamplificante poiché la tensione è riferita al secondario anziché al primario.

tanto più quanto viene spostato dalla verticale.

L'amplificatore, i diodi e l'attenuatore variabili sono completamente schermati. Le posizioni dell'attenuatore sono le seguenti: 1 (— 0 dB); 10 (— 20 dB); 100 (— 40 dB); 1000 (— 60 dB).

L'A. si dilunga poi a descrivere ulteriori possibilità di prestazioni che è possibile ottenere dal suo dispositivo.

Ad esempio viene indicato come predisporre il tutto per la generazione di onde quadrate e per effettuare prove interrompendo ciclicamente onde sinusoidali e rettangolari.

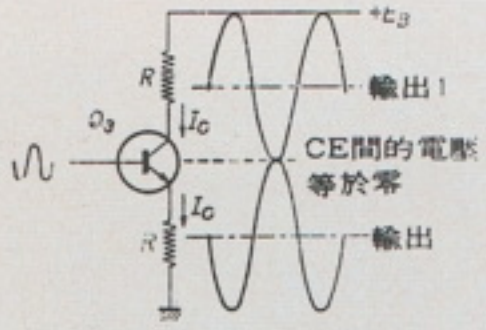


圖　　集－射極分割方法

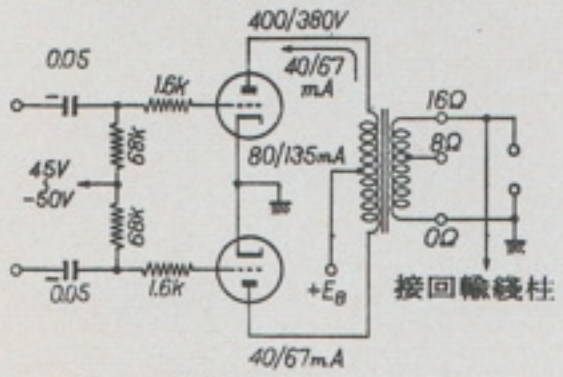


圖　　輸出級的各部電流電壓值

將裝在　　的射極上的　　調整用的可變電阻（　　旋動，同時用電壓表量度在　　的射極上的

Fig. 17 - Tensioni, correnti e segnali a 180°, dello sfasatore e del controfase finale dell'amplificatore cinese (in tutti i sensi) di fig. 15.

UN AMPLIFICATORE CINESE

Chung Jan Ten è il pregevole autore dell'ex celeste impero che esterna in forbiti ideogrammi, nella rivista cinese Quanh Radio, il molto onorevole amplificatore che si presenta nella fig. 15.

Trattasi di un ibrido, in parte realizzato con valvole ed in parte con transistori. Questi ultimi sono al silicio e funzionano alla tensione piuttosto vivace di 220 V.

L'amplificazione è di +75 dB per la parte a transistori (fig. 16) e di —4,4 dB (per effetto del trasformatore d'uscita in discesa) per la parte a valvola.

Sono usati dei triodi, garantiti «melodiosi», funzionanti in classe AB_1, giusto quando «chiaramente» spiegato nella figura 17.

Interessante è il controfase ottenuto direttamente con prelievo a 180° dal collettore e dall'emettitore di Q3.

La sensibilità d'ingresso è dell'ordine di 1 mV e la potenza di uscita di 25 W su un carico di 8 oppure 16 Ω.

Ulteriori «chiare» spiegazioni cinesi originali sono riportate sotto lo schema della fig. 17.



INFORMAZIONI TECNICHE E SCIENTIFICHE

DISEGNI ELETTRONICI

Sono stati realizzati da Auro Lecci, presso il Centro Nazionale Universitario di Calcolo Elettronico - «CNUCE» di Pisa, degli originali disegni elettronici.

Le immagini sono state ottenute attraverso due diversi programmi.

Il primo, denominato «Slant» («inclinato») ha fornito dei modelli lineari continui il cui sviluppo orizzontale e verticale è determinato da numeri a caso: i disegni risultanti sono una serie di linee raggruppate in alcuni blocchi.

Mentre l'inclinazione di queste linee e la distanza tra due di esse sono prefissate, i numeri a caso scelti dal programma influenzano tre diversi parametri: la lunghezza dell'intero disegno lungo l'asse orizzontale; la lunghezza delle linee lungo l'asse verticale; il numero di linee che si ripetono per formare un blocco e gli eventuali salti tra i blocchi stessi.

Il secondo programma, denominato «Lattice» («reticolo») riduce invece ad uno spazio a due dimensioni un reticolo esaedrico tridimensionale che viene sottoposto a rotazioni in varie direzioni.

Le immagini realizzate, che derivano dalla scelta di un punto di vista perpendicolare ad un vertice e risultano perciò esagonali, possono essere interpretate sia come disegni a due dimensioni che come rappresentazioni a due dimensioni di una struttura a tre dimensioni (figg. 1 e 2).

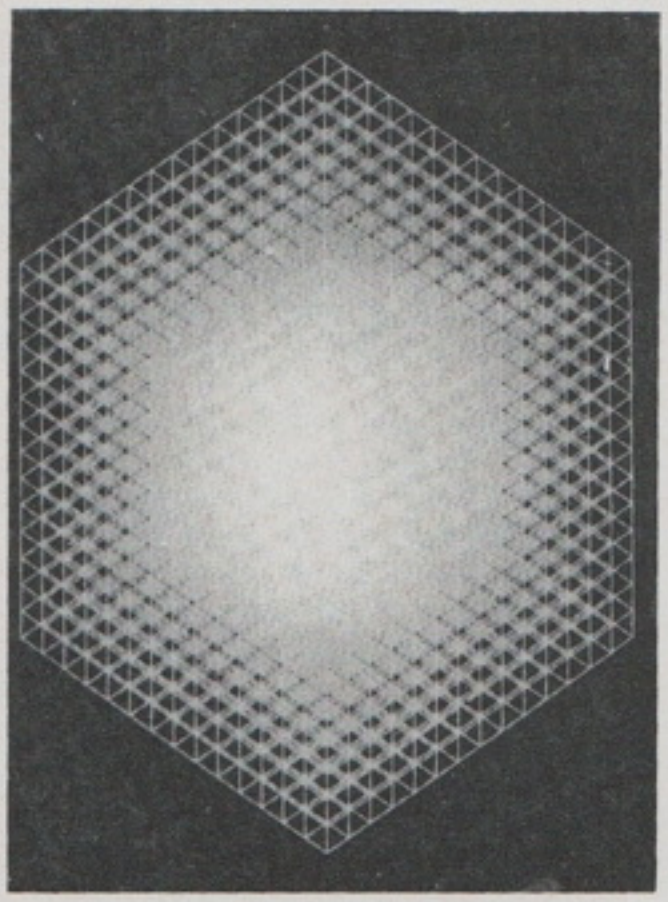


Fig. 1 - Disegno elettronico ottenuto per via matematica con un elaboratore 7090 ed un tracciatore Calcomp.

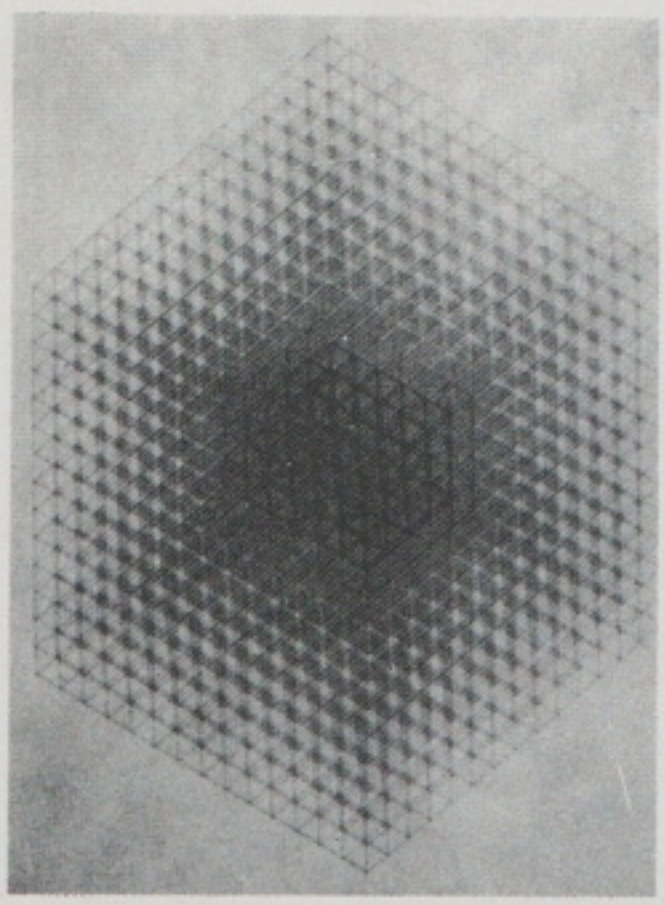


Fig. 2 - Riduzione elettronica ad uno spazio a due dimensioni di un reticolo esaedrico tridimensionale.

CRISI DELLA SCIENZA E DELLA RICERCA

Non si può puntare tutto sulla scienza.

Molto probabilmente, la scienza nei suoi rapporti, quindi nelle sue conseguenze che a prima vista appaiono positive, con la società umana dovrà subire delle revisioni nel senso che ciò che essa offrirà di vantaggio non dovrà, dopo un tempo più o meno lungo, ritorcersi come danno arrecato, per via diretta od indiretta, alla natura ed agli esseri viventi.

Non sappiamo assolutamente quali decisioni dobbiamo prendere per migliorare la situazione ma sappiamo con certezza quali sono le conseguenze pesantemente negative che la razza umana ed il mondo naturale stanno ricevendo dal progresso scientifico e tecnico, così come è stato amministrato o non amministrato, perché non ha praticamente avuto freni, fino ad oggi.

A questo riguardo, il «Feuille d'Avis de Lausanne» ha fatto rilevare come i tempi sono cambiati e l'atteggiamento verso la scienza oscilla tra quello di chi si schiera a sostenerla ed esaltarla e quello di chi, invece, la pone sotto durissima accusa.

Oggi, la scienza si presenta come la base su cui è edificata la società industriale; essa è strettamente legata alla tecnica ed alla produzione: la separazione tra «ricerca pura» e «ricerca applicata» è ormai solo teorica.

Proprio da questa nuova fisionomia della scienza nascono i nuovi dubbi circa lo sfrenato ottimismo dei filosofi positivati.

La nostra epoca, che ha assistito alle conquiste scientifiche più strabilianti ed utili, è stata però anche testimone di quanto il progresso scientifico possa operare contro l'Umanità.

Parallelamente, la figura del ricerca-

tore non è più quella romantica dello studioso disinteressato ma del tecnico al servizio d'interessi assai spesso di gran lunga extra-scientifici.

Come non comprendere, in questo clima, scrive il periodico di Losanna, la reazione di quanti sognano l'annullamento della scienza, la sua distruzione, in una società liberata in cui l'irrazionalismo si abbracci ad un ritorno allo stato di natura?

Ma l'unica soluzione possibile del problema di definire il valore della scienza è quella di guardare alla scienza stessa con occhi disincantati: alla sua potenza, come ai suoi limiti: ritorni cioè l'uomo a dominare il suo prodotto, la sua creazione, senza lasciarsene sopraffare.

Solo così non sarà più necessario incensare o maledire la scienza, ma basterà ritenerla uno tra i tanti strumenti nelle mani dell'uomo.

MISURATI CON LAMPI DI LUCE LASER I MOTI MOLECOLARI

Il periodo di rotazione di molecole organiche in soluzione è stato misurato usando lampi di luce laser della durata di appena 3 millesimi di miliardesimi di secondo.

Queste misure, eseguite sul colorante organico Rodamine 6G in glicole etilenico, permettono osservazioni dirette dello smorzamento dei moti rotazionali delle molecole in un liquido e possono fornire importanti informazioni sulla struttura molecolare e sulle interazioni tra le molecole stesse.

La breve durata dell'impulso laser congela le molecole in una determinata posizione come, in modo molto simile, un sistema stroboscopico arresta il movimento in processi più lenti. Ma lo impulso laser fa di più.

Dall'osservazione dei mutamenti subìti in assorbimento ed in trasmissione dalle componenti polarizzate si deducono infatti le informazioni necessarie a calcolare il tempo di rilassamento nel movimento di rotazione delle molecole che si trovano nello stato fondamentale.

Per isolare le molecole e studiarne le rotazioni, i ricercatori hanno pensato di provocare un differente comportamento a seconda dell'orientazione delle molecole (fig. 3) stesse, nelle diverse direzioni, una anisotropia nel loro campione di colorante e poi di aspettare che essa crescesse casualmente in conseguenza dei moti browniani.

Questa anisotropia è stata ottenuta eccitando un certo insieme di molecole di Rodamine 6G con un impulso laser.

E' stato usato un laser speciale al neodimio per la sua forte emissione nel campo dell'infrarosso, che può facilmente essere raddoppiata in frequenza per produrre luce verde a 5.300 Å (1Å = 1 centimilionesimo di cm), una lunghezza d'onda questa fortemente assorbita dal Rodamine 6G.

Il colorante viene posto fuori della cavità laser in una cella campione lunga 0,05 cm.

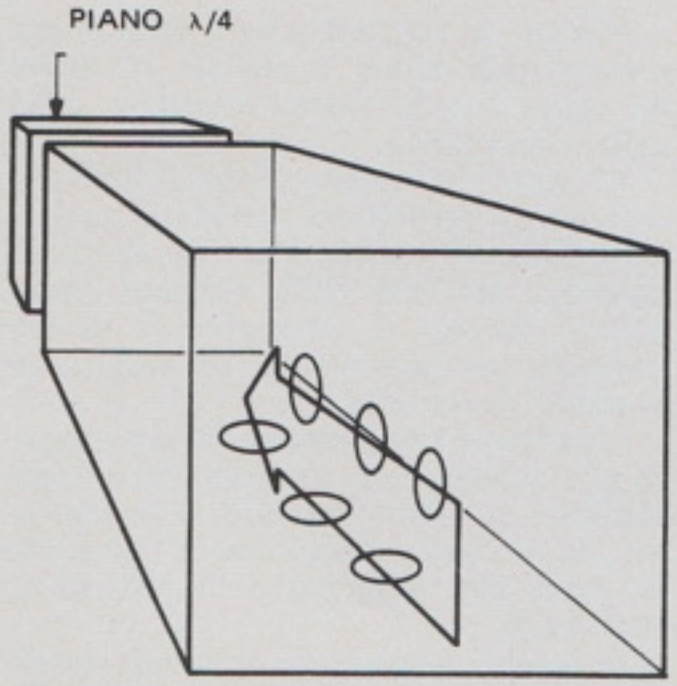


Fig. 3 - Un impulso laser polarizzato verticalmente (simbolizzato dalla freccia) eccita le molecole del colorante, orientate nel piano verticale.

La radiazione luminosa a 5.300 Å è polarizzata verticalmente in modo che sia portata ad eccitare preferenzialmente le molecole orientate lungo la verticale piuttosto che quelle orizzontali.

Questo diverso comportamento nei riguardi dell'assorbimento di energia, a seconda dell'orientamento, provoca la anisotropia desiderata.

Uno specchio quarto d'onda, posto dietro la cella campione, riflette una piccola quantità di luce polarizzata sia verticalmente che orizzontalmente. Questo impulso riflesso viene utilizzato come sonda.

Muovendosi attraverso il colorante, lo impulso sonda (fig. 4) eccita a sua volta le molecole in modo selettivo.

Poiché la durata di un impulso è breve in confronto al tempo di decadimento del Rodamine 6G dallo stato eccitato a quello fondamentale, l'impulso incontra molte molecole ancora eccitate che non si sono scostate dalla verticale.

Poiché queste molecole non possono assorbire altra energia, la componente del segnale sonda, polarizzata lungo la verticale, attraversa con scarsa attenuazione il colorante, viene raccolta da fotodiodi e riprodotta sullo schermo di un oscilloscopio.

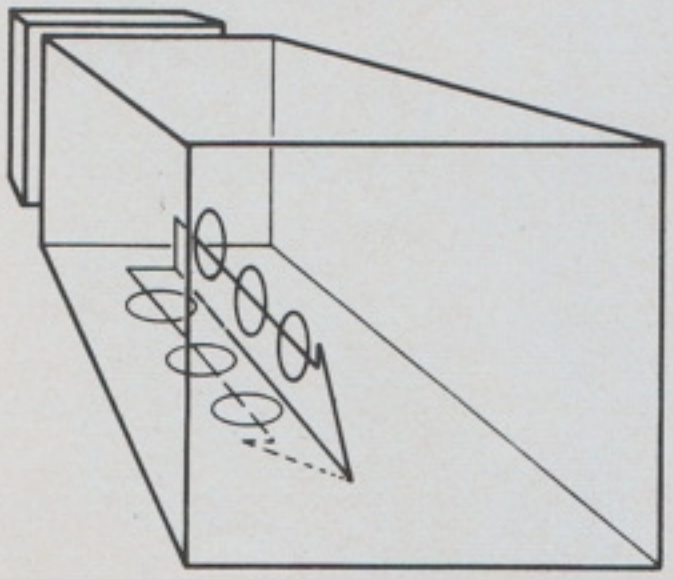


Fig. 4 - Impulso sonda: una lastra riflettente funzionante su quarto d'onda converte una parte di questo impulso in un segnale sonda (freccia ripiegata) con componenti polarizzati orizzontalmente e verticalmente.

La componente polarizzata orizzontalmente, invece, incontra, molte molecole orientate orizzontalmente che si trovano nello stato fondamentale, cioè non hanno assorbito energia dall'impulso di eccitazione polarizzato verticalmente.

Questa componente orizzontale risulta pertanto fortemente assorbita. La simultanea riproduzione di entrambe le componenti del segnale sonda rivela quindi che quella verticale è di gran lunga la più forte delle due.

L'effettiva determinazione del tempo di rilassamento nei moti rotazionali delle molecole è stata eseguita allontanando progressivamente lo specchio quarto di onda dalla cella campione, ritardando così il passaggio del segnale riflesso attraverso il colorante.

All'aumentare del ritardo un numero crescente di molecole originariamente orientate lungo la verticale, nello stato eccitato a seguito dei moti browniani si porta in una orientazione orizzontale.

Dal momento che esse non possono assorbire energia, non alterano minimamente la componente orizzontale del segnale sonda. Invece, le molecole non eccitate che ruotano dalla posizione orizzontale a quella verticale provocano un crescente assorbimento della componente verticale del segnale.

Guardando sull'oscilloscopio, si osservano le ampiezze delle due componenti avvicinarsi l'una all'altra, ed alla fine diventare uguali quando l'intervallo tra il passaggio dell'impulso laser e del segnale riflesso cresce ulteriormente.

Poiché la vita dello stato eccitato è di gran lunga maggiore del tempo di rilassamento nel moto rotazionale delle molecole del colorante, il diverso assorbimento delle componenti riflesse, orizzontale e verticale («dicroismo»), dipende solamente dal tempo di rilassamento rotazionale delle molecole nello stato fondamentale.

Da misure delle componenti riflesse in funzione del tempo si è stabilito che il tempo di rilassamento rotazionale del Rodamine 6G in glicole etilico, a temperatura ambiente, è di 6,0 $\pm$ 0,5 x x 10^{-10} s.

La tecnica, basata su impulsi della durata di qualche pico-secondo, presenta notevoli vantaggi rispetto agli altri metodi per determinare i tempi di rilassamento rotazionale, come ad esempio i metodi di diffusione della luce o di rilassamento dielettrico.

Inoltre, a differenza di questi, la sua applicabilità non è limitata solo ai liquidi, ai gas od alle soluzioni altamente concentrate ma si può estendere alla misura di altri processi ultrarapidi, come rilassamenti elettronici e vibrazionali oppure trasformazioni chimiche.

REALIZZATO UN SIMULATORE DEL RESPIRO

Un ricercatore del laboratorio «IBM Corporation» a Gaithesburg ha realizzato un apparecchio che per la prima vol-

ta simula contemporaneamente sia il respiro che il metabolismo.

L'unità può essere usata per controllare e perfezionare il funzionamento di apparecchi di rianimazione, maschere protettive e sistemi di sopravvivenza, nello spazio e nelle profondità marine.

La macchina, che inspira aria, consuma ossigeno ed espira anidride carbonica, è in grado di respirare profondamente e velocemente come un atleta sotto sforzo.

Il suo funzionamento può essere accuratamente calibrato e controllato anche a distanza.

Sviluppata per conto del Dipartimento Minerario e della NASA dal dottor Bartlett, fisiologo che effettua le sue ricerche presso la Federal System Division della IBM, la macchina potrà venire impiegata nello studio di sistemi di rianimazione e di sopravvivenza in ambienti privi d'aria.

Alla NASA tale apparecchiatura servirà per migliorare il collaudo delle tute e delle capsule spaziali che contengono entrambe sistemi di sopravvivenza mentre il Dipartimento Minerario le impiegherà per sperimentare con maggiore precisione gli equipaggiamenti di protezione e rianimazione.

Gli strumenti di simulazione usati in precedenza si limitavano a riprodurre separatamente il respiro ed il processo metabolico mentre il controllo a distanza era limitato o non esisteva addirittura.

L'apparecchio del dr. Bartlett, invece, oltre a combinare le due funzioni del respiro e del metabolismo, può anche simulare vari tipi di respirazione.

Infatti, la gamma di respirazioni che può essere controllata varia da 5 a 60 e la quantità d'aria inspirata da 200 a 3.000 millilitri.

Perfino la conformazione della respirazione può essere modellata in modo da riprodurre la forma irregolare della azione muscolare.

Al posto del sangue, ricco di anidride carbonica, Bartlett ha introdotto propano ed una resistenza elettrica di riscaldamento nell'area della reazione metabolica: sistemi di controllo di questo processo gli permettono di variare lo scambio metabolico.

L'ossigeno è consumato dal simulatore in una quantità che varia da 250 a 2.000 millilitri al minuto mentre la produzione di anidride carbonica è variabile in modo che il rapporto tra $C0_2$ ed 0_2 vari da 0,7 ad 1.

Il respiro emesso è trattato in modo da mantenere la temperatura fra i 36° ed i 38° mentre l'umidità può variare dal 95 al 100%.

Le possibilità operative e l'analisi dei risultati ottenibili con questa macchina fanno pensare che nel prossimo futuro essa possa essere collegata ad un calcolatore che potrà renderla ancor più efficace ed è in questa direzione che sono concentrati attualmente gli studi di Bartlett.

PROVA DI SALDABILITA'

Il grado di saldabilità di un componente elettronico è un dato del massimo interesse poiché evita l'acquisto e l'impiego di partite di merci in apparenza ottime, ma in realtà deperite ed ossidate e quindi buone soltanto per bidonare il prossimo col nome di «surplus».

E' ovvio, infatti che un componente malamente o difficilmente saldabile non solo richiede un costo in fase di montaggio astronomico e proibitivo ma resta sempre un punto debole nel sistema, suscettibile di falsi contatti, disgregazioni, disturbi circuitali intermittenti, ecc.

Per evitare i pericoli dell'acquisto o dell'impiego di componenti difettosi dal punto di vista della saldabilità occorreva però una apparecchiatura che in modo standard ed imparziale ed in modo assolutamente indipendente dall'abilità normale dell'operatore, saggiasse e verificasse lo stato dei terminali.

A ciò ha provveduto la «Electrothermal Engineering» che ha messo a punto e presentato sul mercato un «Solderability Tester» (fig. 5).

Questo strumento con poche operazioni di routine controlla in modo rigorosamente scientifico il grado di saldabilità di qualsiasi superficie.

Questo tester funziona alimentato da reti c.a. 220-240 V/ 50 Hz e costa in Gran Bretagna 375 sterline.

Le prove fornite sono conformi alle norme BSI, IEC, DIN e si addicono perfettamente anche al rilievo dei dati per la predisposizione dei bagni automatici di saldatura ad onda di stagno.

Le prove di saldabilità vengono effettuate a temperature regolabili fra 200 e 380 °C con una precisione di ± 1 °C, sia ad immersione che a goccia di stagno o leghe.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: «Electrothermal Engineering Limited», 270 Neville Road, London E7.

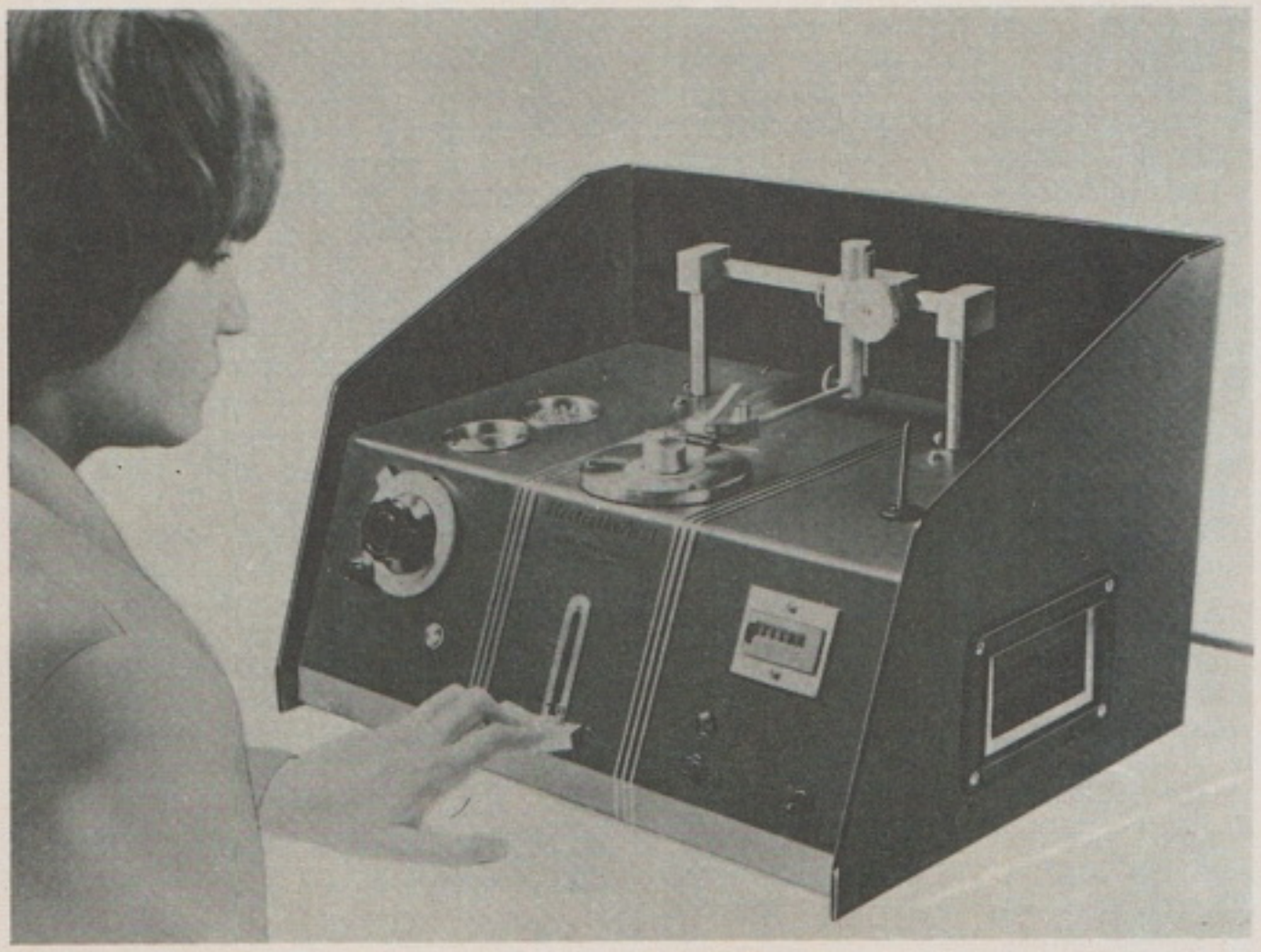


Fig. 5 - Apparecchiatura automatica per l'accurata misura del grado di saldabilità dei terminali dei componenti di qualsiasi altra superficie riscaldabile.

METEOROLOGIA ED ELETTRONICA

Gli scienziati dell'Istituto per il controllo delle acque dell'Illinois stanno conducendo ricerche che dovrebbero portare al controllo delle tempeste di grandine e, conseguentemente, a prevenire la distruzione delle colture.

Come è noto, la grandine può provocare danni ingenti in brevissimo tempo; basti pensare che, nell'agosto 1970, una sola grandinata ha provocato nello Astigiano, nel breve volgere di 15 min, danni per oltre 1 miliardo di lire, distruggendo l'80% delle coltivazioni.

Negli Stati Uniti la grandine ha provocato nel 1969 danni per quasi 180 miliardi di lire.

Per registrare informazioni sugli uragani che interessano un'area di 4.000 km² nell'Illinois centrale, gli scienziati dell'Istituto impiegano un Sistema 360/ IBM mod. 75.

Essi sono così in grado di analizzare le caratteristiche della grandine, caduta in precedenza sulla zona interessata.

Scopo delle ricerche in corso è quello di cercare d'identificare le caratteristiche delle tempeste di grandine.

Ciò risulta indispensabile per una identificazione delle tempeste in via di formazione e per ogni genere di controllo che miri a ridurre i danni ai raccolti ed alle proprietà.

Questa capacità è inoltre utile per poter preavvertire gli abitanti e per impiegare l'aviazione. Infatti, la disseminazione di ioduro d'argento nelle nuvole me-

diante speciali aerei può ridurre le dimensioni dei chicchi di grandine e trasformarli in pioggia prima che raggiungano il terreno.

Il procedimento impiegato per la raccolta e l'analisi delle informazioni sugli uragani inizia con una serie di fotografie delle immagini che si formano sullo schermo di un radar meteorologico.

Apposite apparecchiature misurano, su queste fotografie, le tracce delle formazioni tempestose rivelate dal radar e trasferiscono automaticamente i dati su schede perforate che vengono lette dall'elaboratore.

La quantità di dati raccolti dal radar è tale che l'impiego dell'elaboratore rappresenta una assoluta necessità per poterli adeguatamente impiegare.

Sarebbe infatti impossibile analizzare manualmente le 60.000 informazioni elementari raccolte ogni minuto dal radar.

Prima dell'impiego dell'elaboratore la analisi dei dati di un uragano di un'ora impegnava due persone per un anno; oggi una quantità equivalente di dati può venire elaborata in pochi giorni.

Il calcolatore, raccogliendo i dati ed analizzandoli, permette ai meteorologi di concentrarsi completamente sulla definizione delle caratteristiche delle tempeste.

PULITORE PER NASTRI MAGNETICI

La «Virginia Panel Corporation» ha messo a punto un interessante pulitore per nastri magnetici (fig. 6) che rimuove meccanicamente il sudiciume, la polvere, gli ossidi malfermi e qualsiasi particella estranea senza mettere comunque in pericolo i dati registrati.

Non vengono impiegati nè solventi meccanici nè campi magnetici, per cui non sono da temere inconvenienti di qualsiasi genere trattando anche preziosi nastri già registrati.

L'apparecchiatura è mossa da una logica a stato solido, temporizzata che effettua in modo completamente automatico tutte le operazioni, pur permettendo l'arresto immediato in qualsiasi posizione di avvolgimento o riavvolgimento.

Due volte per ogni passaggio dei tessuti pulitori, impregnati di silicone, trattano il nastro restituendolo a nuova vita.

Delle lame ceramiche, estremamente dure, ricalibrano con grande precisione le misure del nastro stesso. Un dispositivo di controllo fotoelettrico arresta automaticamente il nastro e provvede a riavvolgerlo.

L'apparecchiatura che misura 559 x x 438 x 305 mm (limitatamente alla parte pulitrice vera e propria) è garantita per un anno e può essere fornita entro 20 giorni negli Stati Uniti e per il prezzo di 1700 dollari.

L'indirizzo del fabbricante è il seguente: «Virginia Panel Corporation», 1400 New Hope Road - Waynesboro. Virginia 22980 (USA).



Fig. 6 - Pulitrice automatica di nastri magnetici, funzionante con massima sicurezza non facendo uso nè di prodotti chimici nè di campi magnetici.

RICERCHE SUGLI AUTOVEICOLI

La ricerca condotta sulle prestazioni dei motori per autovetture e per veicoli destinati ai trasporti ha sempre offerto ai ricercatori la stessa serie di difficoltà.

In effetti, la tradizionale prova su banco è limitata alla simulazione approssimata delle condizioni d'impiego del veicolo su strada. La ricerca, perciò risulta menomata quando i risultati vengono acquisiti mediante questo metodo classico.

I tentativi effettuati per simulare artificialmente le condizioni dinamiche su strada sono stati numerosi; altrettanto intenso è stato il lavoro di ricerca svolto per mezzo di veicoli notevolmente strumentati, posti su strada nelle reali condizioni di traffico.

Con l'avvento del registratore professionale ANA-LOG 7 il dipartimento di ingegneria dei Controlli dell'Università di Warwich (Coventry) ha potuto compiere un considerevole passo innanzi nella messa a punto di modelli campione di motori e di cambi di velocità.

Tali ricerche hanno dato una reale documentazione di base per gli studi delle simulazioni e per il sistema scientifico da adottare nei procedimenti di collaudo.

Questo sistema, che viene validamente sostenuto da varie società quali la «Crysler Ltd.», la «Shell Research Ltd.» e la «Ford Motor Co.» intende fornire una precisa analisi matematica dei requisiti di carico e delle prestazioni dinamiche, sia relativamente ai motori per autoveicoli che per i cambi di velocità, usati nelle condizioni reali di servizio.

Il registratore è montato a bordo di un veicolo di prova, notevolmente strumentato: in questo caso una berlina Singer Vogue con cambio non automatico a 4 velocità.

Con questa vettura sono già state effettuate registrazioni durante le prove condotte per migliaia di miglia sulle strade inglesi.

I parametri tenuti sotto controllo comprendono la coppia dell'albero di trasmissione, il flusso del carburante nel carburatore, l'aspirazione, l'apertura della valvola a farfalla dell'acceleratore e la pressione sui freni.

Normalmente al veicolo in prova vengono aggiunti i trasduttori per il rilevamento del numero di giri del motore

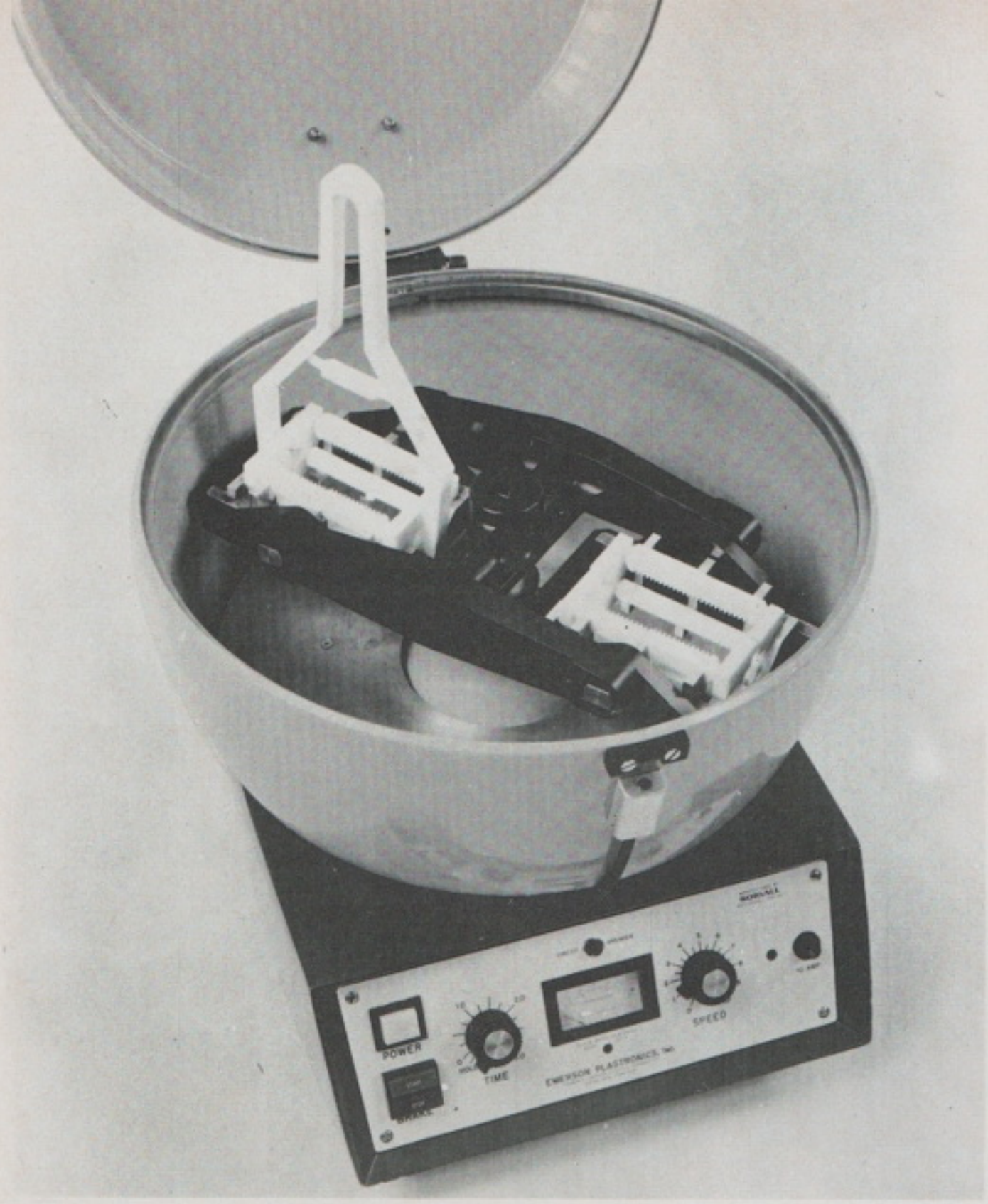


Fig. 7 - Piccola centrifuga da laboratorio della «Emerson Plastronics, Inc.» di New York per il trattamento di lastrine di silicio usate dall'industria dei semiconduttori e dei circuiti integrati.

e per la misura delle velocità riferite alla pressione dinamico dell'aria.

I cavi, provenienti da tutti i trasduttori, convergono ad una unità di controllo, montata su un pannello di legno che sostituisce i posti posteriori dell'autovettura.

L'Ana Log 7, oltre ai 7 canali destinati alla registrazione delle informazioni date, relative alle prestazioni del motore ed alle condizioni d'impiego, accoglierà su una pista laterale del nastro il commento registrato dal pilota o dall'ingegnere collaudatore.

I collaudi sono stati effettuati su ogni tipo di strada ed in tutte le condizioni di traffico. Alcune volte il rilevamento continuo dei dati è stato protratto per parecchie ore.

Il sistema ha dimostrato di garantire ottima affidabilità anche su percorso accidentato.

La tecnica di compensazione elettronica del flutter si è dimostrata molto vantaggiosa per sopprimere i segnali spuri, causati da bruschi movimenti del veicolo in condizioni d'impiego difficili.

Lo strumento è stato scelto per questa serie di collaudi, principalmente per i seguenti motivi: è l'unica unità portatile in grado di registrare e riprodurre 7 canali con il tempo di riproduzione richiesto.

Può funzionare in condizioni di vibrazioni e di shock ed infine il capitale investito dall'Università è stato modesto.

La costruzione, estremamente robusta, il montaggio antishock, il sistema di caricamento a cartuccia e la semplicità di funzionamento, rendono questo registratore ideale per altre applicazioni simili a questa.

I dati relativi vengono successivamente analizzati su un elaboratore SDS serie 90/2, installato presso la scuola di ingegneria.

Programmi speciali consentono una facile analisi statistica dei dati in tempo reale, la riduzione dei dati rilevati e la costruzione dei grafici delle informazioni registrate durante le prove su strada.

Le distribuzioni probabilistiche ad una e due dimensioni consentono di stabilire i modelli grafici di lavoro: inoltre, viene fatto uso delle tecniche di analisi regressiva ed armonica dello spettro di frequenza.

Il progetto è integralmente basato sulla raccolta di dati analogici in modo da mantenere la massima flessibilità applicativa.

Tutte le necessarie conversioni analogico-digitali dei dati raccolti vengono effettuate nell'interfaccia dell'elaboratore.

La sezione che si occupa delle analisi dei dati alla Università di Warwick ha moltissima esperienza in questo campo in quanto si è già occupata della riduzione dei dati raccolti dalla Shell Research Ltd. durante le prove su strada condotte con un veicolo strumentato in modo analogo.

La Ford Trust ha recentemente accordato un ulteriore contributo finanziario alla ricerca condotta su un veicolo a trasmissione automatica ed una sovvenzione all'Università per ampliare le prove su strada.

Altri costruttori hanno fornito macchine e sistemi dinamometrici per le prove su banco come complemento dello intero progetto.

I risultati della ricerca che si sta conducendo, essendo di grande importanza per il miglioramento degli attuali motori per autoveicoli a trazione ibrida allo studio presso l'Università di Warwick, nonché sullo sviluppo dell'accensione elettronica e sui sistemi d'iniezione, sono rivolti a mantenere massima l'efficienza del motore indipendentemente dal carico, dalla velocità o dall'apertura della valvola d'immissione del carburante.

PROVE MECCANICHE SU CIRCUITI INTEGRATI

La «Spin-Dryer 2 P-3» ha progettato una apparecchiatura specifica a piastrine di silicio, usata nei semiconduttori e nei circuiti integrati.

Essa è fabbricata su specifiche della «Emerson Plastronics, Inc.» dalla «Ivan Sorvall, Inc.», una delle maggiori industrie statunitensi di centrifughe di laboratorio e per usi scientifici.

Lo «Spin-Dryer» ha due bracci oscillanti posti all'estremità di un rotore (figura 7).

Ciascun braccio è provvisto di una rastrelliera in materiale plastico speciale entro cui trovano posto le lastrine di silicio. La rapida forza centrifuga che si sviluppa azionando il motore permette una essiccazione rapida.

Il coperchio dell'apparecchiatura è provvisto di un dispositivo di sicurezza che impedisce l'apertura quando la centrifuga è in funzionamento. Internamente è disponibile un regolatore a stato solido di velocità che può essere regolato tra un massimo ed un minimo.

A 2.000 giri al minuto l'apparecchio sviluppa una forza centrifuga di 650 g. che è più che sufficiente per tutte le operazioni su circuiti integrati e semiconduttori.

Un misuratore del numero dei giri indica con continuità lo stato di funzionamento dello strumento.

L'apparecchio ha un diametro di 438 mm; è alto con coperchio chiuso 508 mm e la base su cui appoggia misura 355 x x 457 mm.

E' in vendita presso «Emerson Plastronics, Inc.» Seabury Av. Bronx, New York 10461 (USA).

IDEE E INVENZIONI



SISTEMA PRATICO PER L'EMISSIONE DI LUCE CON SORGENTE CHIMICA

Ispirandosi alla luce fredda emessa da una lucciola in amore, i tecnici della «American Cyanamid Company» sono riusciti a creare, dopo vari anni di ricerca, il primo sistema pratico realizzato dall'uomo per l'emissione di luce con sorgente chimica.

Questo sistema consiste in un bastoncino cilindrico di plastica, del peso inferiore a 30 g e di dimensioni tali da poter essere tenuto in un taschino che contiene due liquidi tenuti separati da una fiala di vetro.

Quando il cilindretto, lungo 12 cm e con diametro di 2 cm, viene incurvato leggermente con la pressione delle dita, la fiala si rompe, i liquidi si mescolano e si ottiene istantaneamente una luce giallo-verdastra della durata di tre ore, sufficiente ad illuminare una grande stanza e visibile in una notte senza luna per oltre un chilometro e mezzo, non soggetta a disturbi da parte di pioggia o vento e completamente sicura in presenza di fuoco o di gas.

La sostanza chimica base impiegata è una versione sofisticata dell'aspirina, un derivato dell'acido salicilico.

Questo composto chemiluminescente, viene reso attivo da una soluzione diluita di perossido d'idrogeno con l'aggiunta di un catalizzatore, entrambi contenuti nella fiala di vetro.

Rispetto ad una normale torcia elettrica, il nuovo mezzo luminoso ha il vantaggio di essere sempre pronto all'uso, senza pericolo di batterie scariche o che perdono e di lampadine fulminate oltre ad essere estremamente portabile e quasi senza peso e ad avere una durata in magazzino fino a due anni.

Esso verrà messo in commercio nel prossimo autunno nella parte Nord orientale degli Stati Uniti tramite la società «Coolite Corporation» di New York, mentre le vendite all'ingrosso, per uso industriale, verranno effettuate dalla «Glendale Optical Co.» di Woodbury, una sussidiaria della Cynamid.

Il nuovo tipo di torcia elettrica potrà essere impiegato per l'illuminazione di locali in caso di mancanza di energia elettrica per facilitare nelle ore notturne la riparazione dei guasti automobilistici in caso di avarie su strada od interventi di pronto soccorso.

Costituirà inoltre un'ottima sorgente di luce per pescatori subacquei, imbarcazioni e campeggi.

In campo industriale, potrà trovare utile applicazione in tutti quei casi in cui occorra una sorgente di luce di sicurezza, che non produca calore, nè fiamma nè scintilla, per illuminare ambienti pieni di miscele di gas esplosive.

MORSETTO SCHERMATO

Un nuovo tipo di morsetto schermato (fig. 1 e 2) è stato ideato e realizzato

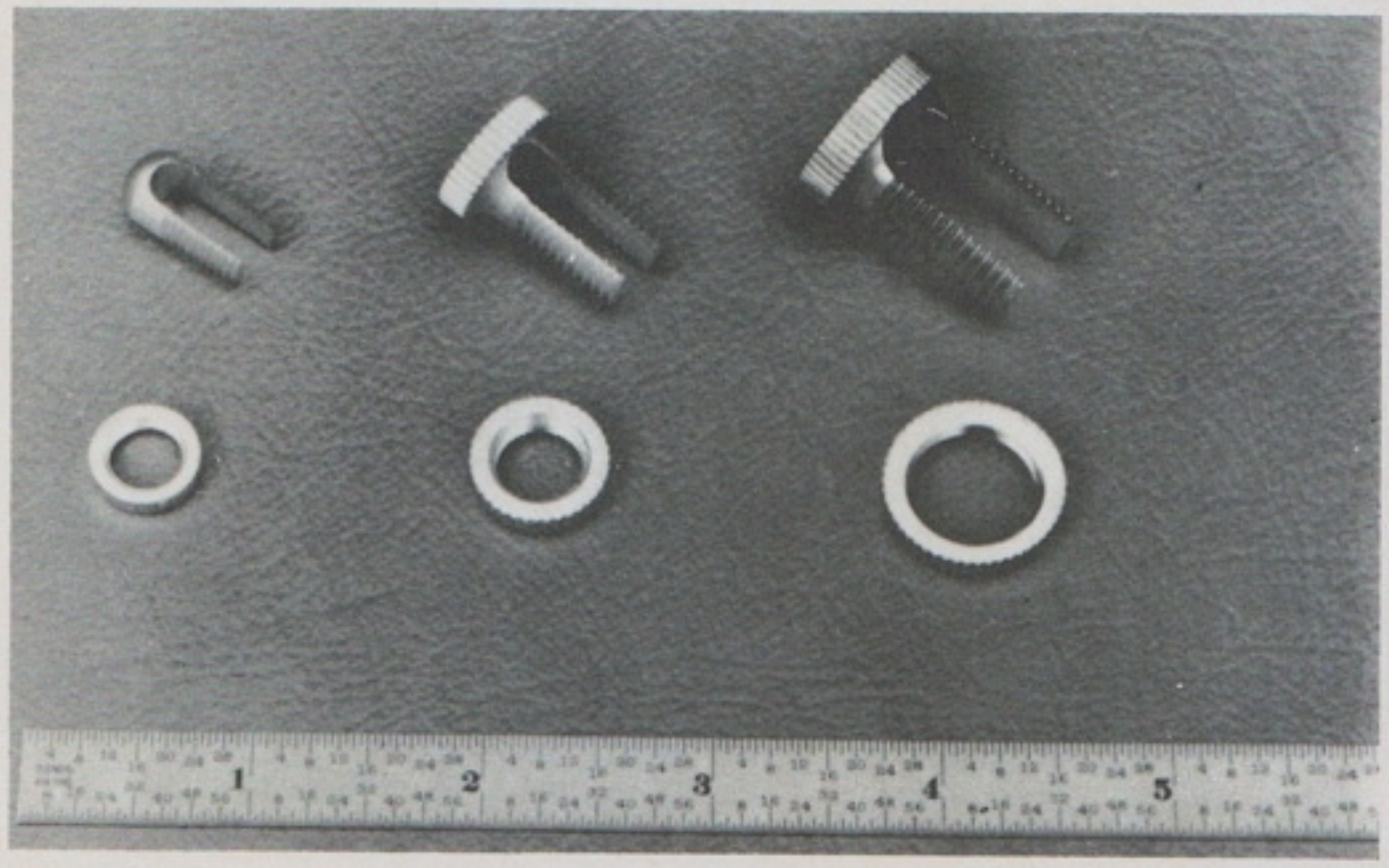


Fig. 1 - Morsetto a vite sezionata, ideata dalla «Communications Technology Corporation», per bloccare cavi sino a 12,8 mm di diametro.

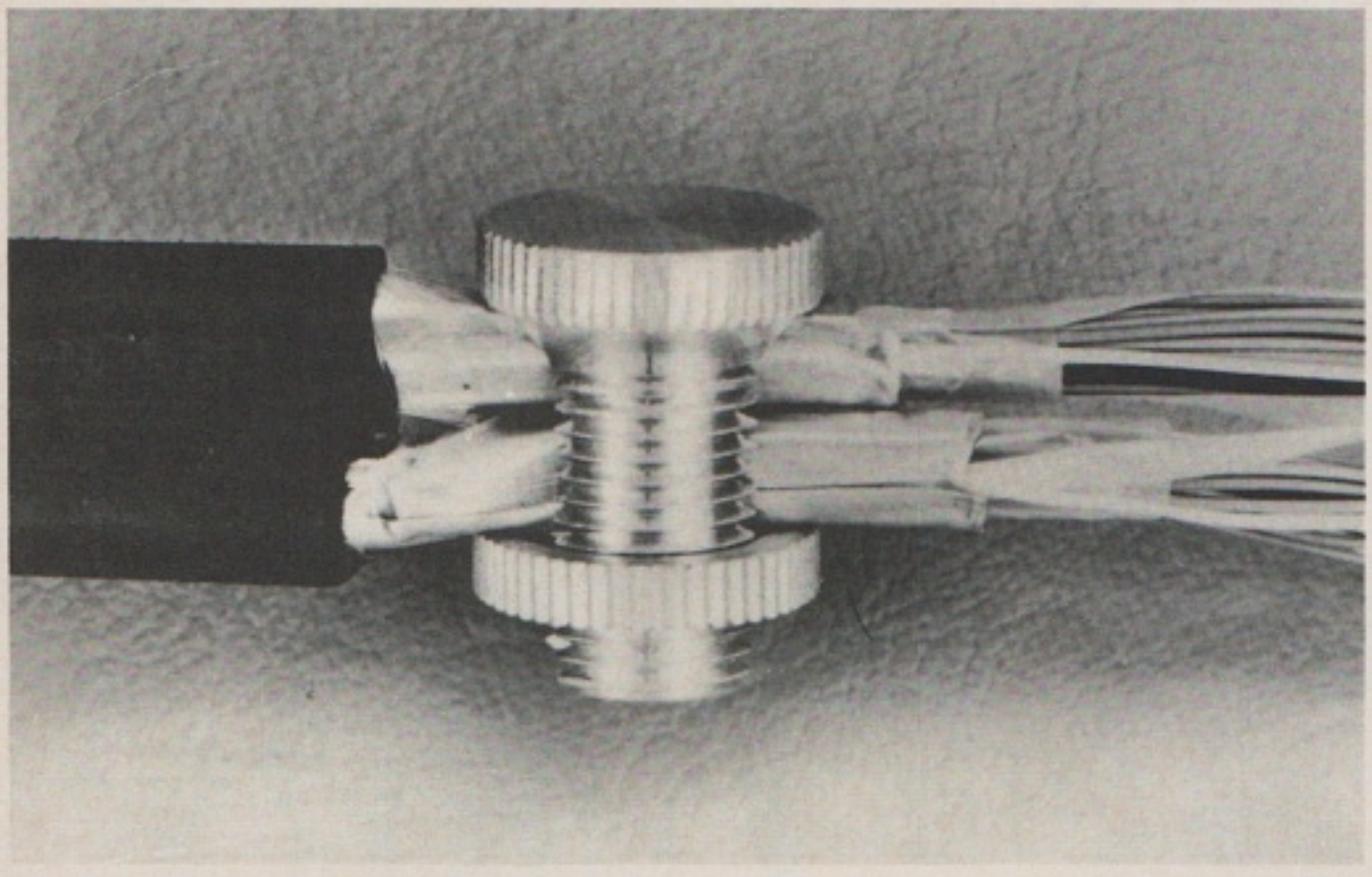


Fig. 2 - Morsetto blocca-cavi montato; può ricevere 11, 16, o 25 paia di cavi in modo stabile e sicuro.

dalla «Communications Technology Corporation» (2237 Colby Avenue Los Angeles, California 90064 - USA).

Si tratta del mod. Eleven X, di facile e rapido uso, adatto per rinserrare da 11,16 a 25 paia di cavi.

Il cavo che deve essere preparato viene semplicemente inserito nel morsetto-connettore Eleven X ed allora si rinserra ruotandolo come si fa con una vite rispetto al proprio dado.

Il diametro massimo dei cavi su cui si possono utilizzare questi morsetti è di 12,8 mm.

PROCEDIMENTO ERMETICO DI SIGILLATURA

Un procedimento per far aderire in modo ermetico del materiale plastico in Teflon ad un metallo, è stato scoperto e messo a punto dall'«Amphenol RF».

Questo procedimento non solo fornisce un migliore adattamento d'impedenza dei connettori coassiali, ma è altresì pratico ed economico (fig. 3).

Le prove condotte su connettori e commutatori coassiali, hanno dimostrato l'elevato grado di affidamento che è possibile raggiungere.

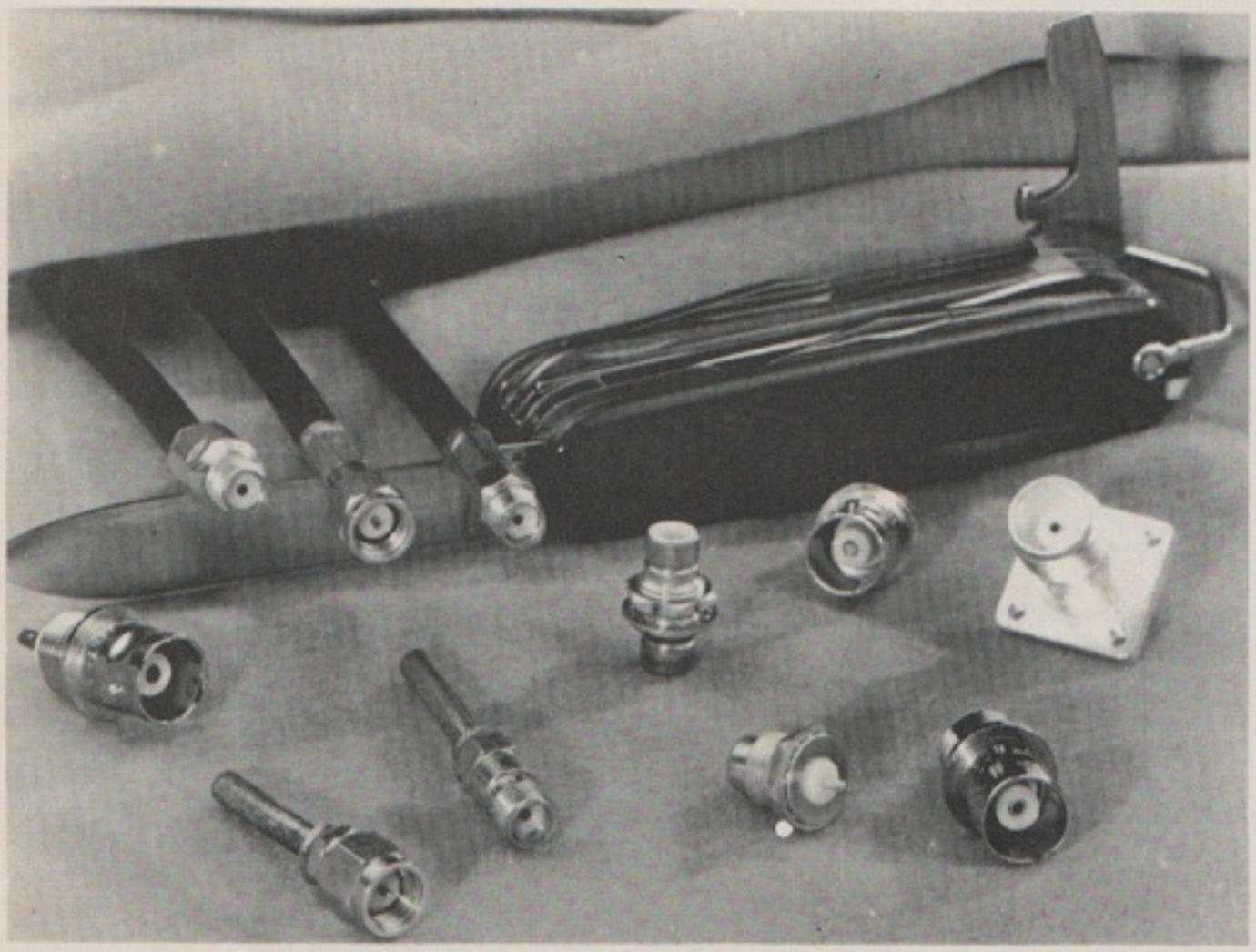


Fig. 3 - Connettori coassiali isolati in Teflon sigillati ermeticamente col nuovo procedimento messo a punto dall'«Amphenol RF Division».

Misure rigorose di laboratorio non hanno rilevato alcuna perdita neppure all'esame con spettrometro di massa che ha una sensibilità di 2×10^{-8} cc di elio al secondo e ciò dopo 5 cicli termici fra —65 e +85°C.

Da un punto di vista elettrico, la costante dielettrica risultante è circa 2 e la resistenza all'isolamento è la medesima del Teflon.

Ulteriori informazioni possono essere ottenute dall'«Amphenol RF Division», 33 East Franklin Street, Danbury, Com. 06810 (USA).

BREVETTI SIEMENS

La «Soc. Italiana Telecomunicazioni Siemens S.p.A.» di Milano ha conseguito i seguenti brevetti:

— Brevetto n. 866.358 avente per titolo: «Disposizione circuitale per compensare il fluido magnetico polarizzante dovuto alla corrente continua in avvolgimenti con nucleo».

Si tratta di un dispositivo circuitale che consente di compensare l'effetto polarizzante della c.c. negli avvolgimenti forniti di nucleo.

Negli impianti a batteria centrale, la alimentazione in c.c. degli utenti è fornita dalla centrale di commutazione e non generata localmente; la coppia è perciò percorsa dalla c.c. di alimentazione e dalla corrente fonica.

La presenza contemporanea sull'avvolgimento della corrente fonica e della corrente di alimentazione, obbliga ad usare nuclei con traferro o molto grossi onde aumentare il numero di spire degli avvolgimenti.

L'invenzione su descritta, consente di eliminare l'effetto polarizzante della corrente di alimentazione sul nucleo.

Essa, infatti, prevede un generatore di corrente, controllato dalla tensione esistente ai capi di una resistenza posta in serie all'avvolgimento che alimenta un terzo avvolgimento del traslatore, creando un flusso uguale e contrario a quello generato nel primario dalla corrente continua di alimentazione.

— Brevetto n. 866.934, avente per titolo: «Circuito di commutazione in banda base per segnali telefonici multipli o per segnali TV».

La difficoltà di realizzare buoni commutatori elettronici in banda base è data soprattutto dal disturbo introdotto sul segnale dal transitorio di commutazione e dalla necessità di tenere basse le distorsioni armoniche degli organi utilizzati nella commutazione senza raggiungere valori di attenuazione molto elevati per il segnale che si vuole interrompere.

Queste difficoltà non sussistono nel caso dei commutatori meccanici che, però, hanno tempi di commutazione molto più lunghi.

La soluzione trovata col brevetto, consente di ovviare agli inconvenienti

sopra esposti, dato che con essa si ottiene la commutazione in banda base con un dispositivo elettronico che presenta in misura ridotta i difetti, specialmente la distorsione, dei commutatori elettronici, precedentemente noti.

A tale scopo, essa si avvale di due interruttori elettronici, sostanzialmente eguali, inseriti tra i canali da commutare e l'uscita comune, comandati da segnali di comando complementari.

— Brevetto n. 880.286 avente per titolo: «Impianto di telecontrollo per sistemi di trasmissione PCM».

L'invenzione si riferisce ad un impianto di telecontrollo per sistemi PCM in cui presso ogni ripetitore sono previsti mezzi comandati dalla stazione terminale dalla quale si effettua il telecontrollo per chiudere ad anello la linea di trasmissione con la linea di ricezione verso la citata stazione terminale.

A differenza della tecnica nota, nella nuova stazione terminale, un generatore determina un messaggio binario, in cui è contenuta una informazione binaria identificante il ripetitore presso cui deve essere effettuata la chiusura ad anello.

— Brevetto n. 880.157 avente per titolo: «Demodulatore di onde modulate in frequenza per sistemi di trasmissione d'informazioni binarie».

Il demodulatore, oggetto dell'invenzione è caratterizzato dal fatto che la conversione dell'onda modulata in una successione di impulsi di ampiezza dell'onda modulata o con pausa tra impulsi costante è ottenuta con un contatore che è ancorato da impulsi emessi da un dispositivo rilevante il passaggio per lo zero dell'onda modulata e che è fatto avanzare da impulsi generati da un temporizzatore.

— Brevetto n. 883.720 avente per titolo: «Coprigiunto per sbarre di alimentazione per centrali di commutazione».

L'invenzione ha lo scopo di ovviare alle difficoltà che s'incontrano nel realizzare un efficace isolamento delle zone di accoppiamento delle sbarre di alimentazione per centrali di commutazione in quanto è necessario verniciare le sbarre stesse e racchiuderle in contenitori di materiale plastico.

Adottando invece il coprigiunto creato dalla Siemens, il tempo di montaggio del coprigiunto si riduce quasi a zero, mentre non è necessario effettuare la protezione dei giunti durante la realizzazione dell'intero impianto, cosa invece indispensabile coi metodi tradizionali.

OLOGRAMMI DI PRECISIONE

E' stata realizzata una tecnica speciale per produrre ologrammi con oltre il 30% della luce utilizzato nell'immagine e ad elevato contrasto.

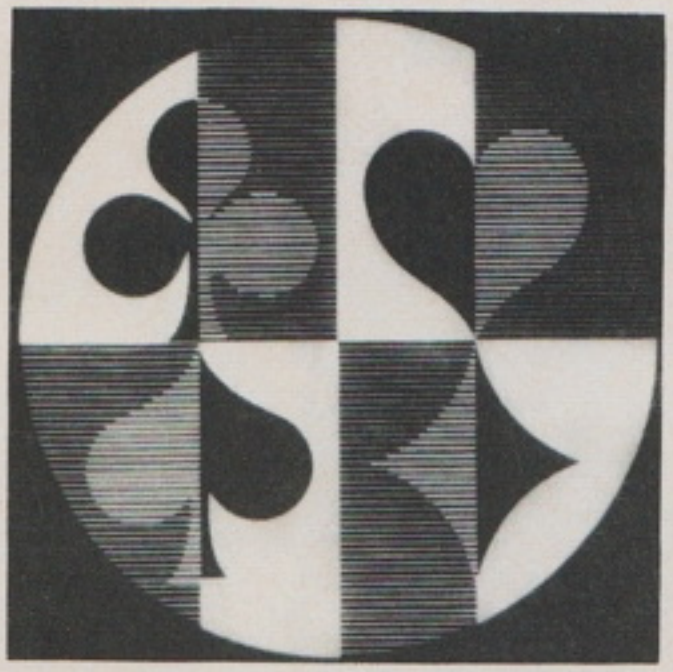


Fig. 4 - Un ologramma «schiarito» appare quasi trasparente ma quando viene ricostruito produce un'immagine di alta qualità come qui è visibile. Questo ologramma è infatti circa 25 volte più efficiente di un ologramma a variazione di ampiezza che dia un'immagine di pari qualità.

Questi ologrammi, ossia le immagini tridimensionali di un oggetto ottenute mediante luce laser, sono prodotti mediante emulsioni normali di alogenuro d'argento e normali trattamenti chimici.



Fig. 5 - Tabellone didattico con indicazione luminosa, a comando mediante «tocco», dei punti di risposta.

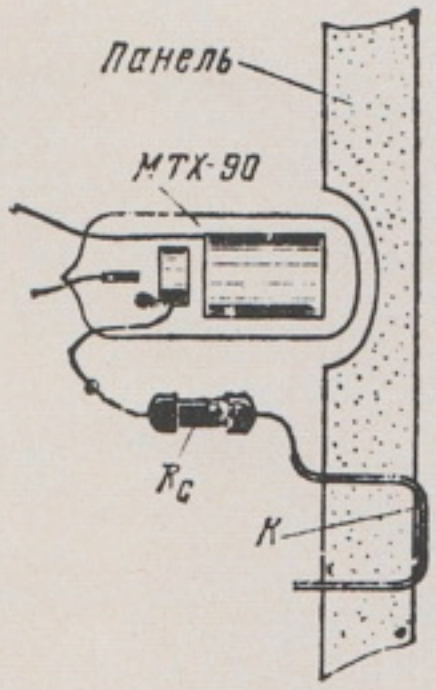


Fig. 6 - Particolare del montaggio dietro il pannello «paneli» del tabellone di una lampadina al neon con elettrodo di controllo; R_c è il resistore limitatore di sicurezza e K è il contatto metallico da toccare per far accendere la lampadina.

La loro definizione è tuttavia comparabile con quella che prima si poteva raggiungere solo mediante speciali sostanze, ad esempio gelatine bicromate. Infatti, il loro contrasto, cioè il rapporto segnale-disturbo che dà una misura della qualità dell'immagine, è di oltre 50 ad 1.

Le emulsioni di alogenuro d'argento, presentano inoltre il vantaggio di avere una sensibilità cento volte maggiore delle gelatine bicromate.

Tutto questo è molto importante per alcune potenziali applicazioni dell'olografia, quali memorie di sola lettura, proiezioni con maschere di microcircuiti, elaborazioni e visualizzazioni ottiche.

L'elevata qualità di un ologramma dipende da un insieme di processi di lavorazione studiati per minimizzare le distorsioni dell'emulsione durante lo sviluppo.

Nei normali trattamenti fotografici, infatti, l'espansione e la contrazione dell'emulsione producono sensibili irregolarità della superficie e spostamenti da $5 \div 10$ μ delle particelle d'argento, causando sensibili alterazioni nella esatta ricostruzione dell'immagine.

La tecnica sviluppata dai ricercatori IBM utilizza lastre olografiche «schiarite» in cui le particelle d'argento vengono trasformate in composti trasparenti che hanno un indice di rifrazione diverso da quello della matrice di gelatina.

Gli ologrammi schiariti producono le immagini sfruttando i cambiamenti di fase delle onde luminose che li attraversano e sono più efficienti degli ologrammi «a variazione di ampiezza», in cui le particelle d'argento sono opache (come in una convenzionale negativa fotografica) e bloccano perciò gran parte della luce incidente.

TABELLONE DIDATTICO

Il sovietico A. Erkin è il realizzatore del tabellone didattico luminoso, visibile nella fig. 5.

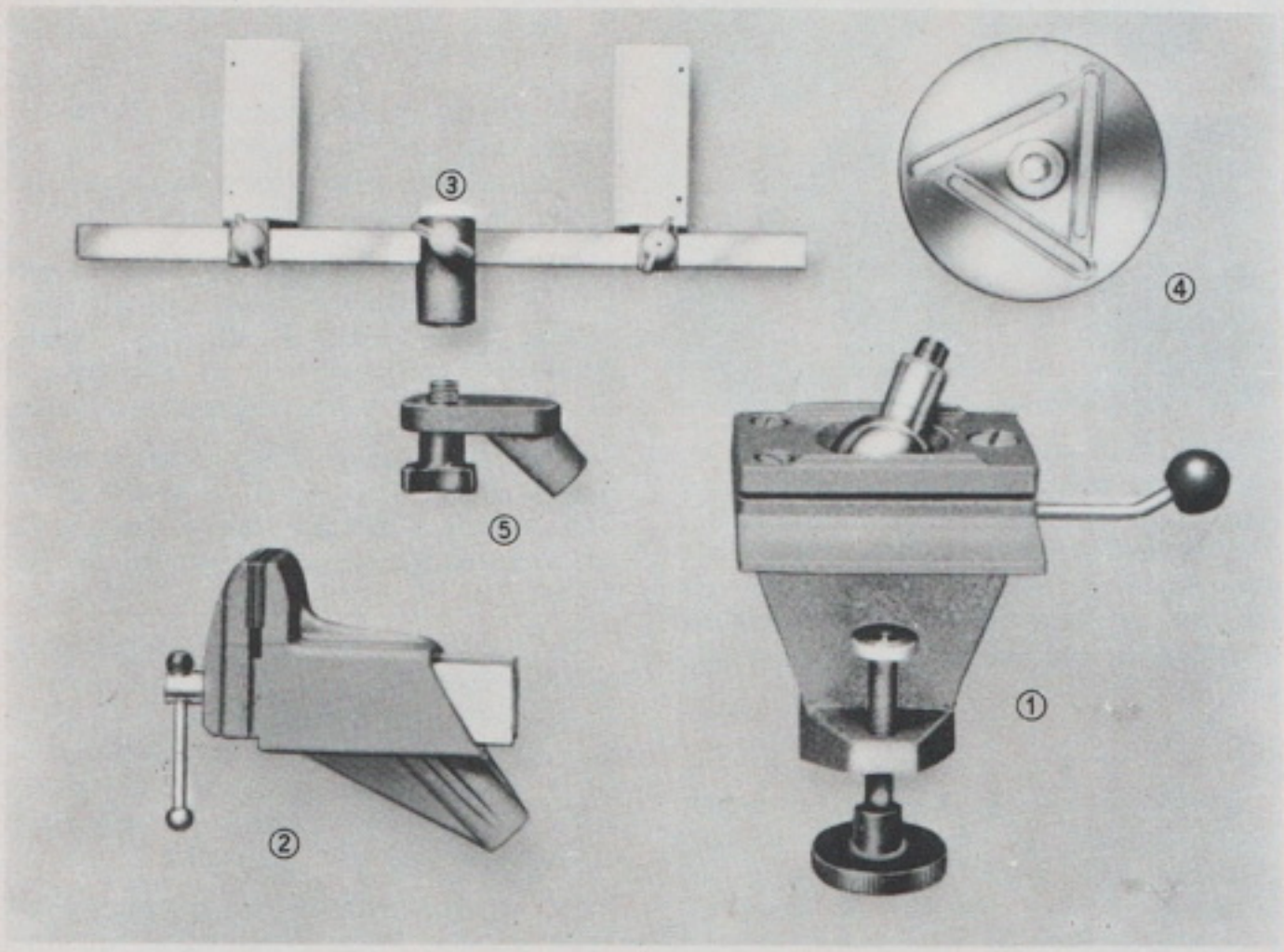
Nella fattispecie si tratta di un tabellone sinottico per i corsi tecnici di elettrostatica, ma il principio di funzionamento può essere utilizzato per qualsiasi altro scopo (indicatori stradali, tabelle di orari ferroviari, topografie di mostre e fiere, ecc.).

Ogni punto essenziale rappresentato sul quadro (ad es.: dove si trova un crocicchio stradale) è predisposto in modo da essere riprodotto su materiale trasparente, dietro a cui è collocata una speciale lampadina al neon, come schematizzato nella fig. 6.

L'elettrodo che comanda l'innesco, ha in serie un resistore R_c che fa capo ad un contatto di metallo nudo K che è inserito sul pannello.

Chi osserva il tabellone e desidera vedersi indicato un determinato punto od

Qui manca ancora qualcosa!



Si certo, mancano

6. un dispositivo a testa rotante collegato saldamente ad un adattatore angolare che consente una rotazione rapidissima di 180° della piastra a circuito stampato con relativo supporto e coperchio.

7. una piastra di copertura, con incorporati 20 mm di gommaschiuma, per una facile ed esatta saldatura dei componenti di varia grandezza sui circuiti stampati. Dimensione del coperchio 240 x 130 mm. Da impiegare con il supporto per circuiti stampati.

i nuovissimi pezzi della combinazione

Spannfix-Vario-Plus

Combinazione *Spannfix-Vario*	LU/6915-00
1) Supporto con fissaggio a morsetto	LU/6916-00
2) Testa smontabile o morsa vera e propria	LU/6917-00
3) Supporto per circuiti stampati, regolabile	LU/6918-00
4) Piastra tonda universale di fissaggio	LU/6919-00
5) Adattatore angolare di posizionamento	LU/6920-00
Combinazione *Spannfix-Vario-Plus*	9-270
1) Supporto con fissaggio a morsetto	LU/6916-00
3) Supporto per circuiti stampati, regolabile	LU/6918-00
6) Dispositivo a testa rotante collegato saldamente ad un adattatore angolare	LU/6922-00
7) Piastra di copertura con gommaschiuma	LU/6925-00

BERNSTEIN **Attrezzi speciali per ogni esigenza nel campo dell'elettronica. Disponibili anche in parti staccate**

Distribuiti dalla G.B.C. Italiana s.a.s. - Viale Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B.

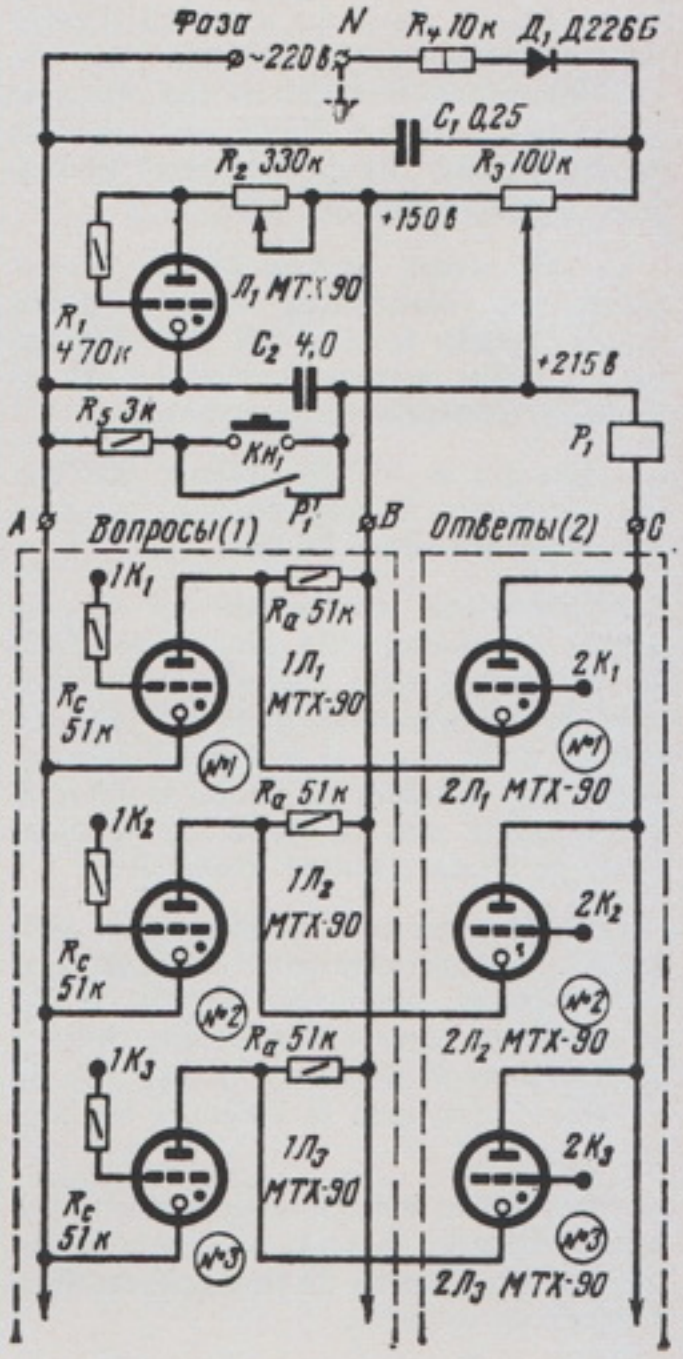


Fig. 7 - Schema elettrico di massima relativo al sistema di accensione di 3 coppie di lampadine con spia e pulsante KH1 per lo spegnimento.

avere una specifica informazione non fa altro che appoggiare il dito sul contatto K relativo alla «interrogazione» che vuole porre.

Poiché sono predisposte, a seconda delle necessità, decine od anche centinaia di lampadine al neon e relativi tasti «a tocco» K, appoggiando il dito sul tasto che interessa, si provoca l'accensione della corrispondente lampadina nel punto che deve mostrare o dietro la dicitura costituente la spiegazione al quesito posto.

L'insieme delle lampadine al neon (del tipo sovietico MTX-90) fa capo ad un circuito del tipo di quello riportato nella fig. 7.

Come si vede, l'alimentazione è effettuata direttamente dalla rete c.a. a 220 V e con rettificazione in semionda tramite il diodo D1 e livellamento con C1 da 0,25 μF.

Il potenziometro R3 da 100 kΩ permette di preregolare la tensione a +215 V che viene ulteriormente ridotta dal potenziometro P1. La tensione di alimentazione delle lampadine al neon, che assorbono ciascuna circa 1 mA, è di +65 V e per ogni tasto ne sono poste in serie due ottenendosi così, fra l'altro, una doppia luminosità.

INFORMAZIONI ECONOMICHE

INDICE DEI NOMI:

C.E.A.C. — E-DA — EEIC — Face — H.P. — M.E.A. — Mial — Rigel — Secam — Shell — Siemens AG — Sirti — Sorin — Telefunken — Telemeccanica — UBL — Urmet — Westinghouse

WESTIGHOUSE

E' stata decisa l'incorporazione da parte della «Westinghouse» della «Compagnia Westinghouse Meridionale Freni e Segnali» di Caianello (Caserta).

Le rispettive situazioni patrimoniali all'atto dell'operazione erano di 19.873,6 milioni e di L. 956,5 milioni in pareggio.

RIGEL

E' stata costituita con sede a Napoli e capitale di L. 1 milione, la soc. «Rigel - Ricerche Generali Elettroniche» per la fabbricazione di apparecchiature elettroniche civili e militari.

H.P.

La «Hewlett-Packard» ha avuto un fatturato di dollari 358.830.000 (+3% rispetto all'anno fiscale chiusosi al 31 ottobre 1970).

L'utile netto al 31 ottobre 1971 è stato di 23.172.436 dollari.

URMET

La «Urmet - Costruzioni Elettrotelefoniche» di Torino, ha fatto ricorso ad un prestito estero per l'ammontare di 3.700.000 franchi svizzeri, pagando un interesse dell'8%.

EEIC

La soc. «Elettromeccanica Elettronica Industriale e Commerciale» di Latina «via Francesco Petrarca, 10» ha aumentato il capitale da 1 a 98 milioni.

TVC

Il Governo del Sud Africa ha deciso di adottare il sistema di televisione a colori sistema PAL.

TELEMECCANICA

Il bilancio al 31 dicembre 1970 della soc. «Telemeccanica», si è chiuso con un utile di L. 59.348.660, ossia metà di quello del 1969. Il fatturato è stato di 2.882 milioni.

TELEFUNKEN

Su richiesta di Habib-Deloncle, parlamentare francese all'Assemblea di Strasburgo, la Commissione Europea ha aperto un'inchiesta per accertare se la società tedesca «Telefunken» effettua pressioni sui fabbricanti italiani di televisori per obbligare l'Italia ad adottare il sistema di televisione a colori, sistema PAL, di cui la Telefunken detiene il brevetto.

SECAM

La «Compagnie Francaise de Télévision» ha interposto appello presso la 3a Chambre Civile del Tribunale di Parigi.

La posta in gioco è piuttosto grossa. La predetta Compagnia è la creatrice del famoso sistema televisivo a colori francese noto come SECAM (dall'abbreviazione della frase «Sequentiel! à Mémoire»).

Orbene, si è fatta avanti una certa «Société d'Etudes, Construction et Mécanique - «SECAM» (che fabbrica dal 1924 articoli d'ottica) rivendicando l'uso esclusivo del nome.

Il bello è che ha anche vinto in primo grado la causa, per cui se va male anche in appello, il sistema SECAM non potrà più chiamarsi così, ma dovrà cambiare nome.

M.E.A.

E' stata posta in liquidazione la soc. «M.E.A. - Meccanica Elettronica Automazione» di Bologna, già con capitale di L. 1 milione. Liquidatori: Antonio Mazzanti e Giuseppe Focci.

E-DA

E' stata costituita a Prato, con sede in via Rinaldesca 30, la soc. «E-DA - Elaborazione Dati», con capitale di L. 1 milione, per la prestazione di servizi nel campo delle analisi e della realizzazione di procedure per la elaborazione elettronica di dati.

Amministratori: Giorgio Innocenti, Paolo Lenzi, Giampaolo Morini, Rodolfo Picchi e Gianno Limberti.

MIAL

L'ultimo esercizio della «Mial-Componenti Elettronici» si è chiuso con un utile netto di L. 66.325.746.

La «Mial» ha iniziato la costruzione

di un nuovo complesso industriale nel comune di Sabaudia.

Consiglio di amministrazione: Carlo San Pietro (presidente), Gianfranco San Pietro (vicepresidente), Michele San Pietro e dott. Edmondo Maietti (consiglieri delegati), dott. Paolo Peroni (consigliere).

MINISTERO PT

Il ministero delle poste e telecomunicazioni ha concluso a Stoccolma un accordo multilaterale per condurre un'indagine di mercato su scala europea sullo sviluppo della trasmissione dati.

Tutto ciò per acquisire dati validi per consentire ai centri elettronici di utilizzare le reti di telecomunicazioni in modo funzionale ed adeguato.

UBL

L'inglese «United Biscuits Limited-UBL», che è la più grande industria dolciaria del Regno Unito, ha dotato i suoi stabilimenti di una rete radiotrasmittente privata. La stazione radio in tutti i giorni lavorativi trasmette con continuità programmi particolarmente graditi o richiesti dalle maestranze.

Fra i risultati positivi raggiunti, la direzione dell'«UBL» fa notare la diminuzione delle fluttuazioni di mano d'opera, il più facile reclutamento ed il fatto che gli operai sono meno insoddisfatti. In particolare, la fluttuazione di mano d'opera è scesa dal 70% al 15%.

Sono rigorosamente aboliti i «comunicati commerciali» dalle trasmissioni e tutte le forme di pubblicità camuffata.

I soli «comunicati» sono degli specifici inviti alla prudenza sul lavoro, fatti sotto forma di strofette cantate; la percentuale degli incidenti è già diminuita del 35%.

Questa iniziativa (in Italia sarebbe proibita perché non esiste alcuna libertà di telecomunicazione) è stata voluta dai lavoratori che erano insoddisfatti da ciò che la radio britannica propinava loro prima. I lavoratori protestavano che la musica delle stazioni ufficiali era solo demenziale «zum, zum, zum» e niente altro. Tipo Canzonissima, tanto per intenderci!

Con l'ascolto negli stabilimenti UBL della «musica» tipo RAI-TV, l'insoddisfazione giunse all'esasperazione e gli altoparlanti furono strappati dai muri. Gli operai inglesi ebbero così la loro stazione privata. L'importante è saper chiedere...

FACE

A Cagliari, con sede in piazza Deffenu 4, piano II, è stata costituita la soc. «Face - Fabbrica Automatismi Cablaggi Elettrici» per la fabbricazione e vendita di apparecchiature elettriche, meccaniche ed accessori. Capitale L. 1 milione. Amministratore unico: Paola Bertolucci.

C.E.A.C.

La soc. «C.E.A.C. - Centro Elettronico e di Assistenza Contabile» di piazza Belgioioso 1, Milano, ha aumentato il capitale da 5 a 25 milioni.

SORIN

La «Sorin - Società Ricerche Nucleari» di Saluggia (Vercelli), ha svalutato il capitale da 2 miliardi e mezzo a 425 milioni e l'ha riaumentato al valore originario.

GIAPPONE

La produzione giapponese di televisori a colori ha raggiunto la cifra record di 647.444 apparecchi nel solo mese del luglio 1971 (+4,6% rispetto al luglio 1970).

Le esportazioni sono aumentate, nello stesso mese, a 145.185 apparecchi (+66,2%), mentre le vendite all'interno del Giappone hanno fatto registrare a fine anno un incremento del 16,8% rispetto all'analogo periodo del 1970.

FRANCIA

In Francia viene segnalato che la situazione del mercato TV è ben differente a seconda si consideri il bianco e nero o il colore.

Nel «bianco e nero» le consegne dei fabbricanti alla rete di vendita hanno raggiunto i 509.000 apparecchi nel primo semestre 1971 (532.000 nello stesso periodo del 1970). Le importazioni sono in ribasso (54.000 televisori contro 62.000), mentre le esportazioni sono modicamente salite da 9.000 a 15.000 apparecchi.

Molto attivo è invece il settore TVC: 93.000 apparecchi venduti nel primo semestre 1971, contro 60.000 nello stesso periodo del 1970. Gli apparecchi importati sono stati solo 9000.

Il parco attuale di televisori a colori francese comprende 450.000 unità, ossia circa la metà di quello inglese e solo un terzo di quello tedesco.

Si noti che in queste tre nazioni le trasmissioni regolari televisive a colori hanno avuto luogo contemporaneamente.

Il mercato globale di televisori, sempre per il semestre indicato, è stato di 602.000 in Francia, 1.260.000 in Germania (di cui ben 420.000 a colori) e 1.060.000 in Gran Bretagna (di cui 309 mila a colori).

Secondo gli ultimi censimenti, esistono in Francia 12.069.000 apparecchi, di cui 450.000 sono televisori a colori.

Si prevede un notevole ulteriore incremento delle vendite di TVC, per il fatto che col gennaio 1973 in Francia ha iniziato a trasmettere a colori anche il 3° canale TV.

Come è noto, in Italia la televisione a colori è tuttora proibita perché uomini politici ben individuati, stanno sabotando l'industria elettronica italiana a favore di quella straniera.

SPAGNA

E' stato inaugurato uno dei più importanti centri di trasmissioni su onde corte a Noblejas, distante 80 km da Madrid.

Destinato ad emettere programmi in direzione dell'America latina, è stato realizzato dalla francese «Thomson CSF» e dalla spagnola «Semi». Il contratto di fornitura è assommato a 420 milioni di pesetas (oltre 3,5 miliardi di lire).

La potenza unitaria di ciascun trasmettitore è di 350 kW e il complesso si avvale di un sistema direttivo di 23 antenne.

SHELL

La «Shell Petroleum Co.» ha acquistato dal fallimento della «Rolls-Royce» la «Ehe Ltd».

Questa ditta è altamente specializzata nelle lavorazioni di altissima precisione mediante il nuovo sistema di elettroformatura e di elettroerosione.

SIEMENS

Il fatturato mondiale della «Siemens AG» è aumentato del 15% raggiungendo i 14,6 miliardi di marchi, mentre quello delle società all'estero è aumentato del 30%.

Con tutto ciò il comitato di direzione ha deciso di ridurre il dividendo da 8 DM a 7 DM per ciascuna azione.

SIRTI

E' stata inaugurata a Tanum, in Svezia la stazione terrena del Nord che collegherà Svezia, Danimarca, Finlandia e Norvegia con il sistema globale di telecomunicazioni via satellite.

L'antenna, progettata e realizzata dalla Sirti è del tipo azimutale, con diametro di 30m e peso di oltre 340 tonn. E' provvista di sistema sbrinatore e di dispositivo di puntamento con precisione di 0,05°.

La stazione mediante l'antenna montata sul satellite in orbita stazionaria sull'Oceano Atlantico, potrà ricevere e trasmettere comunicazioni telefoniche, telegrafiche, televisive e telex.

VIDEOCASSETTE

Mentre sono in molti a pronosticare che il maggior grandioso successo le videocassette l'avranno nel genere pornografico, la Commissione di studio per le videocassette si è riunita a Roma presso il ministero del turismo sotto la presidenza di Matteotti.

La Commissione ha esaminato carte varie, redatte dai consulenti dei consulenti ed ha convenuto (manco a dirlo) di perfezionarle.

Mostre manifestazioni e congressi



CALENDARIO

Riportiamo qui di seguito alcune delle manifestazioni più significative, riguardanti direttamente od indirettamente l'elettronica, che avranno luogo nel corrente anno.

Per ulteriori informazioni, quando non è indicato altrimenti, rivolgersi alla più vicina Camera di Commercio della nazione in cui avrà luogo la fiera o la esposizione.

MARZO 1972

5- 9: «Fiera Campionaria di Primavera», Francoforte. Informazioni: C.C. italo-germanica, via Napo Torriani, 29 - 20124 Milano.

6-10: «Giornate dell'Elettronica - Colloquio Internazionale», Tolosa. Informazioni: C.N.E.S. - Division des relation universitaires, 129, rue de l'Université, Paris 7e (Francia).

9-14: «Festival International du Son», Parigi. Informazioni: S.D.S.A. - J. P. Duclos, 14 rue de Presles, Paris 15e (Francia).

12-21: «Fiera Internazionale di Primavera», Lipsia (Germania Est). Informazioni: Leipziger Messeamt, 701 Leipzig Markt 11/15. Oppure: Aldo Melloni, via C. Botta 19, 20135 Milano.

15-17: «Salone Internazionale del Servizio Automatico», Chicago (USA). Informazioni: 7237 Lake Street, River Forest, Illinois 60305.

15-20: «III Fluid-Elemac - Salone Italiano delle apparecchiture idrauliche, pneumatiche e della lubrificazione» Milano.

17-21: «Didacta» - Mostra internazionale delle attrezzature educative. Hannover (Germania Occidentale).

19-24: «Esposizione Internazionale delle attrezzature e dei Servizi per l'oceanologia». Presso Metropol Exhibition Hall. Brighton (Inghilterra). Informazioni: 220/22 Great Portland Street, London W1N 5HH.

20-23: «7° Simposio di Strumentazione Spaziale», organizzato dal Cranfield Institute of Technology e dalla Royal Aeronautical Society. Sono previste 27 conferenze. Località: Cranfield (Inghilterra).

22-23: «Electrex» - Mostra Internazionale dell'ingegneria elettrica. Londra (presso: Earls Court).
Informazioni: Wix Hill House, West Horsley, Sussex.

27-31: «VI° Congrès International de la Société Française de Radioprotection», Bordeaux (Francia).
Informazioni: M.A. Gey, C.E.A. B.P. n. 2, 91 Gif sur Yvette, Bordeaux.

APRILE 1972

7-13: «Salon International des Composants Electroniques», Parigi (Francia).

12-14: «Simposio Internazionale sul Calcolo Automatico». Venezia.

12-18: «Hungaroplast '72» - Fiera Internazionale. Budapest (Ungheria).

14-25: «Fiera Campionaria Internazionale», Milano.
Informazioni: Ente Autonomo Fiera di Milano, Largo Domodossola, 1, 20145, Milano.

15-20: «Mercato Internazionale dei Programmi Televisivi», Cannes (Francia).
Informazioni: Camera di Commercio francese per l'Italia, via Meravigli 12, 20123 Milano.

17-23: «Fiera Internazionale di Primavera», Zagabria (Jugoslavia).
Informazioni: Camera di Commercio italo-jugoslava, via Cernaia 9, 20121 Milano.

18 aprile-1 maggio: Esposizione Internazionale della Meccanizzazione ed Instrumentazione, «Inter Engineering» '72», Osaka (Giappone).

20-28: «Fiera Internazionale», Hannover (Germania Occ.).
Informazioni: Deutsche Messe und Asstellungs, D3 Hannover, Messegelände (R.F.T.).

21 aprile-1 maggio: «Salone Internazionale dell'Aria», Hannover, (Germania Occ.).

MAGGIO 1972

3- 7: «SEP-POLLUTION» - 1° Salone internazionale tecniche ed attrezzature contro gl'inquinamenti dell'aria, dell'acqua, del suolo, Padova.
Informazioni: Ente Autonomo Fiera di Padova, via Tommaseo 59, 35100 Padova.

6-16: «Fiera Campionaria Internazionale», Valencia (Spagna).
Informazioni: C.C. spagnola in Italia, via Rugabella, 1, 20122 Milano.

8-12: «Esposizione Internazionale della Automazione, Strumentazione ed Elettronica», presso l'Olympia, Londra.
Informazioni: 9 Argyll Street, London W1w 2HA.

12-21: «XVI Fiera Internazionale della Tecnica», Belgrado (Jugoslavia).

15-19: «Convegno Internazionale sui Film Sottili», Venezia.
Informazioni: prof. N. Ninnaja Honeywell Inf. Sys. Italia, 20010 Pregnana Milanese (Milano).

24-28: «Euroclima», Mostra europea riscaldamento, ventilazione e condizionamento; Bruxelles (Belgio).

26-30: «Mido '72» - 3ª Mostra Internazionale di ottica, optometria e oftalmologia. Presso la Fiera Campionaria, Milano.
Informazioni: Assottica, via Brisa 3, 20123 Milano.

27- 3 giugno: «Mostra Internazionale delle Attrezzature industriali», Bruxelles (Belgio).

30- 3 giugno: «Salone Internazionale del Telegrafo», Basilea (Svizzera).

31- 8 giugno: «VI Biennale delle Apparecchiature Elettriche ed Elettroniche», presso il Palais de la Défense, Parigi.
Informazioni: 11, rue Hamelin, Paris 16e (Francia).

31-11 giugno: «Salon International Radio-Télévision Electro-Acoustique», Parigi.
Informazioni: S.D.S.A., 14 rue de Presles, Paris 15e (Francia).

XIX RASSEGNA DI ELETTRONICA

E' in corso l'organizzazione del «XII Convegno Internazionale Tecnico Scientifico» sullo Spazio che si svolgerà a Roma nel 1972, nel quadro della «XIX Rassegna Internazionale Elettronica Nucleare e Teleradiocinematografica».

Un settore dell'Esposizione sarà dedicato alle attività spaziali ed il Convegno avrà per tema: «Attività spaziali nel campo dell'ecologia e delle risorse terrestri».

Il tema del Convegno intende coprire gli aspetti teorici, tecnici e scientifici della ricerca spaziale rivolta alla utilizzazione dello spazio vicino e richiede, pertanto, la partecipazione dei Rappresentanti di Organizzazioni internazionali e nazionali, di quelli delle industrie di settore e di quelli dei Gruppi di ricerca.

Questo Convegno, come gli altri che lo hanno preceduto, rientra nello scopo sempre perseguito dalla Rassegna, ossia quello di far incontrare scienziati e tecnici di ogni nazione a regolari intervalli di tempo ed in luogo fisso; mira a promuovere, inoltre, quello scambio d'informazioni e di dati atto a favorire una più stretta collaborazione in campo internazionale.

Il Convegno sarà presieduto dal prof. M. Giorgi, Ordinario di Geofisica e Meteorologia, Direttore dell'Istituto di Fisica dell'Atmosfera del C.N.R.

Avrà la durata di tre giorni (23, 24 e 25 marzo p.v.) e si svolgerà nel Palazzo dei Congressi a Roma-EUR, nel corso della «XIX Rassegna Internazionale Elettronica e Nucleare» che avrà luogo dal 22 marzo al 3 aprile 1972.

CONVEGNO «ELETTRONICA 1»

Fra le relazioni di maggiore interesse, presentate al «1° Convegno Internazionale sulle Applicazioni dell'Elettronica», tenutosi a Torino, è stata segnalata quella presentata dal dr. G. Battistelli sul tema: «Funzioni e circuiti integrati monolitici nell'automobile».

La relazione descrive i vantaggi offerti dalla tecnologia dei circuiti integrati monolitici nella realizzazione di circuiti per l'automobile.

Per accennare solamente ad alcuni vantaggi, secondo l'A., basterà citare il basso costo, il miglioramento di prestazioni, l'ingombro ridotto.

Questi circuiti si prestano particolarmente per i contagiri: i tachimetri-contachilometri e l'anticipo della accensione.

Nella sezione «Controlli statici di potenza per le macchine operatrici» di particolare rilievo è stata la relazione presentata dagli ingg. G. Brusaglino e D. Torriani.

Gli autori descrivono un azionamento per motore asincrono a gabbia in cui è stato ridotto al minimo il numero dei componenti di potenza, mentre i parametri da controllare sono tutti deducibili dalla velocità del rotore.

Nel tipo di azionamento descritto, che potrà trovare applicazione nel campo delle macchine utensili ed in apparecchiature che devono essere impiegate in atmosfere pericolose e nella trazione, il sistema di regolazione fa funzionare il motore a coppia costante fino ad una certa velocità ed a potenza costante per velocità superiori.

Nella sezione «L'elettronica dell'informazione» altre due relazioni hanno completato il contributo dato a questa prima edizione del Convegno.

La prima di esse è dovuta all'ing. A. Gagliardi e traccia un quadro sintetico dell'organizzazione di un corso di addestramento e formazione del personale aziendale impiegato nel campo dell'elaborazione dei dati - EDP.

«I sistemi informativi - dice l'ing. Gagliardi - sono oggi strumenti fondamentali per la gestione aziendale. L'hardware ed il sofware messi a disposizione delle case costruttrici ci permettono di risolvere tempestivamente problemi di vasta portata.

E' essenziale però che gli uomini che progettano i sistemi informativi e che li adoperano siano preparati a sfruttare efficacemente i mezzi messi a loro disposizione».

Nella relazione vengono perciò esposti i criteri per sviluppare un programma di formazione ed addestramento alla luce delle esperienze e degli orientamenti della società cui il relatore appartiene.

L'ultima relazione è stata quella intitolata: «La videoregistrazione e l'informazione», dovuta all'ing. D. Olivieri.

In essa l'A. dopo aver puntualizzato le finalità dell'informazione nell'ambito di una azienda ed accennato all'ormai imminente avvento del videoregistratore a cassetta - VCS — ne esamina il funzionamento, l'impiego e l'utilità.

«Immaginate la possibilità di redigere un comunicato per tutti i responsabili di una determinata azienda - dice l' ing. Olivieri - con una organizzazione geograficamente decentralizzata e di spedirlo ai destinatari in «videocassetta».

Tutti, il giorno successivo, potranno vedere ed ascoltare il vostro messaggio di prima mano senza distorsioni dei concetti e con la possibilità di applicazione immediata delle direttive impartite.

L'A. ha poi fatto riferimento ad alcuni impieghi specifici e professionali della videoregistrazione «a cassetta» come l'applicazione ad un microscopio, al controllo continuo del processo di combustione all'interno delle caldaie nelle centrali termoelettriche, alle centrali nucleari dove pericolose radiazioni potrebbero colpire l'uomo nel corso di prolungate osservazioni a distanza ravvicinata.

LIBRI RICEVUTI



RECENSIONI

«ASUSBILDUNG UND FORTBILDUNG IN DER AUTOMATISIERTEN DATENVERARBEITUNG-EINE GESAMTKONZEPTION»

di Grochla, Szperski, Seibt e R. Oldenbourg.

Pubblicato da Verlag - Monaco - Pagg. 80 - Prezzo: DM 12,80.

Questo volume tratta della formazione e del perfezionamento nel settore del trattamento automatizzato dell'informazione.

E' una eccellente rappresentazione delle esigenze obiettive riguardanti la programmazione, la manipolazione ed il comando delle installazioni per il trattamento delle informazioni.

Sono anche affrontati a fondo i problemi dell'analisi e della sintesi dei sistemi automatizzati.

Viene dato uno sguardo panoramico sulla moltitudine e funzione da considerare nel campo dello sviluppo dei sistemi di macchine, dei sistemi a programma ed in quelli di applicazione.

Viene messo particolarmente l'accento sull'analisi degli schemi di formazione e di perfezionamento esistenti nelle scuole di più recente impostazione.

Gli AA. segnalano chiaramente che all'interno di tutte le direzioni di formazioni, la priorità dev'essere accordata alla teoria dell'organizzazione orientata verso l'applicazione.

L'esigenza di uno studio sistematico dell'informatica per impadronirsi con sicurezza dei problemi che si porranno nell'avvenire rappresenta la miglior forma realizzativa di un sistema di formazione uniforme in cui l'elettronica trova un posto più vasto.

«RICERCHE PROMOSSE DAL C.N.R.»

di L. Versino ed L. Orlando

Pubblicato dal Servizio Sviluppo del C.N.R. - vol. 1 e II, pagg. 1224.

Il vol. 1 è dedicato all'indice sistematico delle ricerche, divise in 12 settori di attività scientifica e tecnica.

Per ogni ricerca viene indicato lo scienziato che la realizza, la sede, il tema della ricerca ed il contributo finanziario dato dal Consiglio Nazionale delle Ricerche.

Il vol. II è dedicato all'Indice cumulativo per argomenti relativo agli anni 1967 e 1968 a cui fa seguito l'Indice alfabetico dei responsabili delle ricerche.

Da quanto pubblicato si desume che sono stati spesi 22 miliardi di lire per ricerche scientifiche nel 1968, di cui poco più di 3 miliardi sono stati dedicati alle scienze fisiche.

In particolare, ricerche sull'acustica hanno comportato spese per 27 milioni e poco più di tre milioni sono costati gli studi sull'elettricità e sul magnetismo.

Ecco in breve le spese destinate ad altre ricerche:

— onde elettromagnetiche ed oscillazioni L. 339 milioni; fisica nucleare: 330 milioni 570.000; fisica allo stato solido: 476 milioni; dispositivi e strumenti elettronici: 40 milioni e 500 mila.

Trattandosi di un ente pubblico, le spese da esso fatte riguardano tutti gli Italiani. E' quindi interessante chiudere con le seguenti considerazioni.

Pur tenendo conto che i più recenti dati resi noti si riferiscono all'anno 1968 e che, quindi, nei tre anni successivi il C.N.R. potrebbe avere assunto altri orientamenti riguardo ai finanziamenti ed alla loro entità, tali dati si prestano ad un rilievo finale: quali siano state le specialità scientifiche e tecniche (esclusi i programmi speciali) che, almeno in quell'anno, hanno ricevuto i maggiori ed i minori contributi finanziari.

Per quanto riguarda i maggiori contributi, sono indicati, qui di seguito, i settori di attività di ricerca a cui sono stati assegnati più di 300 milioni di lire nel 1968:

— Astrofisica: 652; archeologia e storia dell'arte: 636; biofisica: 495; fisica dello stato solido: 476; ricerche spaziali: 419; chimica delle radiazioni e dei radioelementi: 392; fisica tecnica ed impianti nucleari: 388; geofisica: 372; patologia e clinica medica generale e specialistiche: 355; genetica, evoluzione: 353; onde elettromagnetiche ed oscillazioni: 339; fisica nucleare: 330; biochimica, metabolismo, enzimi: 327; ingegneria aeronautica: 327; cibernetica: 309; ingegneria meccanica: 301.

Il contributo di minore entità è stato assegnato alla stratigrafia con 800 mila lire.

«AN INTRODUCTION TO ELECTRONICS»

di Dennis F. Shaw.

Pubblicato da American Elsevier Publishing Co., Inc. N. York - Pagg. 383 - Prezzo: 9 dollari.

Questo volume è una nuova edizione, completamente rifatta, di quella apparsa nel lontano 1962.

Questo libro è dedicato particolarmente ai tecnici ed agli studenti che affrontano l'elettronica per la prima volta, pur possedendo già un minimo di cognizioni fondamentali riguardanti la elettricità e la fisica.

I primi otto capitoli sono dedicati alla teoria dei circuiti, mentre una attenzione particolare è riservata ai dispositivi elettronici a semiconduttori con ricche spiegazioni del meccanismo conduttore.

L'A., che è un professore universitario, ha fatto ovviamente ampio ricorso alla solita inutile matematica, tanto per dal lustro all'opera, confondendo molti concetti invece di chiarirli.

L'opera comunque viene classificata nella prefazione come dedicata agli «studenti». Ciò spiega perché sia stata data una così ampia importanza alla pura teoria, che si accorda con i programmi anglosassoni dei primi due gradi di studio dei corsi di fisica.

farete certamente un buon lavoro con il Vostro nuovo saldatore

ERSA 30

Il saldatore ERSA 30 è il più diffuso della produzione ERSA. Infatti, circa un milione di saldatori di questo tipo, sono stati venduti in più di cento paesi nel mondo. Voi stessi avrete la conferma che esso è l'attrezzo ideale per la moderna elettrotecnica, ed in particolar modo per la elettronica, poiché è leggero e maneggevole, ha un tempo di riscaldamento molto breve, elevata potenza e lunga durata. Le singole parti sono facilmente sostituibili; le punte sono intercambiabili.



Saldatore «ERSA 30» - 220 V		
Potenza	Mat. punta	Codice G.B.C.
30 W	rame elett.	LU/3650-00
30 W	ERSADUR	LU/3652-00
40 W	rame elett.	LU/3680-00

PARTI DI RICAMBIO

1. **vite fermacavo LU/4232-00**
2. **impugnatura in polistirolo LU/4230-00**
3. **bussola in polistirolo, per bloccare l'elemento riscaldante LU/4234-00**
4. **supporto in polistirolo LU/4236-00**
5. **elemento riscaldante a 220 V da 30 W - LU/4460-00 da 40 W - LU/4470-00**

Sono disponibili, a richiesta e per un minimo di 50 pezzi, anche con alimentazione a 12-24-42-48 V.

OSCILLOSCOPIO PER TVC G470

10 MHz - 10 mV/cm

TRIGGER AUTOMATICO
SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO
PRATICITÀ DI TRASPORTO
COSTO ULTRACOMPRESSO
TUTTO ALLO STATO SOLIDO



PRINCIPALI CARATTERISTICHE

CANALE VERTICALE

Larghezza di banda: lineare dalla corrente continua a 10 MHz
Impedenza di ingresso: 1 MΩ con 50 pF in parallelo
Sensibilità: 10 mV/cm; attenuatore compensato a 9 portate, da 10 mV/cm a 5 V/cm
Polarità: valori positivi verso l'alto
Calibratore: una tensione di 10 V ± 3% permette di verificare la sensibilità verticale.

CANALE ORIZZONTALE

Deflessioni: deflessione interna a denti di sega o mediante segnali sinusoidali a frequenza di rete; deflessione di ogni tipo mediante segnale esterno.
Larghezza di banda: lineare dalla corrente continua a 500 kHz
Sensibilità: 300 mV/cm; attenuatore a copertura continua fino a 20 V/cm.

ASSE DEI TEMPI

Tipo di funzionamento: comandato; un dispositivo automatico trasforma l'asse dei tempi in ricorrente in assenza di segnale di ingresso

Tempi di scansione: da 100 ms/cm ad 1 µs/cm in 5 scatti decimali. Due posizioni speciali permettono la scansione a ~ 3 ms/cm ed a ~ 10 µs/cm per l'analisi di segnali TV rispettivamente a frequenza di quadro o di riga.
Sincronismo: sincronizzazione dell'asse dei tempi mediante segnali esterni od interni, su livelli positivi o negativi.

ASSE Z

Sensibilità: una tensione positiva di 10 V spegne la traccia
Tubo a RC.: 5" a schermo piatto, traccia color verde a media persistenza. Reticolo dello schermo centimetrato.

U N A O H M

OHM ING E PONTREMOLI della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI ☐ ELETTRONICA PROFESSIONALE

☐ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) ☐ Telefono: 9150424/425/426 ☐

EML

EMIHUS MICROCOMPONENTS LIMITED

Condensatori al tantalio tipo "wet slug"

I condensatori Emihus tipo 69 F al tantalio tipo «wet slug» presentano le seguenti caratteristiche fondamentali: elevato rapporto capacità/volume, bassissime correnti di fuga, elevate correnti di ripple ammissibili, nessun problema di orientamento e di montaggio. Rispondono pienamente alle norme MIL-C-3965.

Rappresentante per l'Italia

SGE italiana

Società Generale Elettronica Italiana S.p.A.
20125 MILANO - Via Gluck, 55 - Tel. 680-085

Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. **6.000**

eseguito da .....

residente in .....

via .....

sul c/c N. **3/22786** *intestato a:*

ELETTRONICA OGGI

Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1)..... 19 .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Bollo a data del bollettario ch 9

N. .....

Indicare a tergo la causale del versamento

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino *per un versamento di L.* **6.000**

Lire **SEIMILA**

eseguito da .....

residente in .....

via .....

sul c/c N. **3/22786** *intestato a:*

ELETTRONICA OGGI

Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di **MILANO**

Firma del versante .....

Addì (1)..... 19 .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. .....

Cartellino del bollettario

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(1) La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento

Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta *di un versamento*

*di L.** **6.000**

*Lire ** **SEIMILA**

eseguito da .....

sul c/c N. **3/22786** *intestato a:*

ELETTRONICA OGGI

Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1)..... 19 .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. .....

numerato di accettazione

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(*) Sbarrare a penna gli spazi rimasti disponibili prima e dopo l'indicazione dell'importo.

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato e numerato.

Per abbonamento [redacted] 1972 a:

☐ ELETTRONICA OGGI

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, abrasioni 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.

Autorizzazione Ufficio c/c Postali di Milano n. 21817 del 19-10-1965

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

Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. **11.000**

eseguito da .....

residente in .....

via .....

sul c/c N. **3/22786** *intestato a:*

ELETTRONICA OGGI

Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1)..... 19 .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Bollo a data del bollettario ch 9

N. .....

Indicare a tergo la causale del versamento

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino *per un versamento di L.* **11.000**

Lire **UNDICIMILA**

eseguito da .....

residente in .....

via .....

sul c/c N. **3/22786** *intestato a:*

ELETTRONICA OGGI

Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di MILANO

Firma del versante .....

Addì (1)..... 19 .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. .....

Cartellino del bollettario

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(1) La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento

Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta *di un versamento*

*di L.** **11.000**

*Lire ** **UNDICIMILA**

eseguito da .....

.....

.....

sul c/c N. **3/22786** *intestato a:*

ELETTRONICA OGGI

Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1)..... 19 .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. .....

numerato di accettazione

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(*) Sbarrare a penna gli spazi rimasti disponibili prima e dopo l'indicazione dell'importo.

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato e numerato.

Per abbonamento 1972 a:

☐ SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV / SPERIMENTARE

☐ ELETTRONICA OGGI

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, abrasioni 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.

Autorizzazione Ufficio c/c Postali di Milano n. 21817 del 19-10-1965

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

NovoTest

BREVETTATO

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

puntate sicuri

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate:	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate:	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate:	50 μA - 0.5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 Ω × 1 K - Ω × 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.)
VOLT USCITA	7 portate:	1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da — 10 dB a + 70 db
CAPACITÀ	4 portate:	da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate:	150 mV - 1 V - 1.5 V - 5 V 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
VOLT C.A.	6 portate:	1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V 500 V - 2500 V
AMP. C.C.	7 portate:	25 μA - 50 μA - 0.5 mA - 5 mA 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 Ω × 100 - Ω × 1K - Ω × 10K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.)
VOLT USCITA	6 portate:	1,5 V (conden ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 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 (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 × 110 × 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600



scale a 5 colori

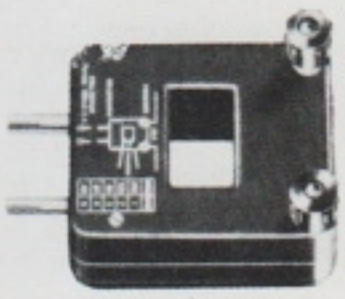
ITALY CIC M

Cassinelli & C

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA 6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



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



PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



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



TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T 1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA :

BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13

BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10

CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18

TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti
C.so V. Emanuele, 103/3

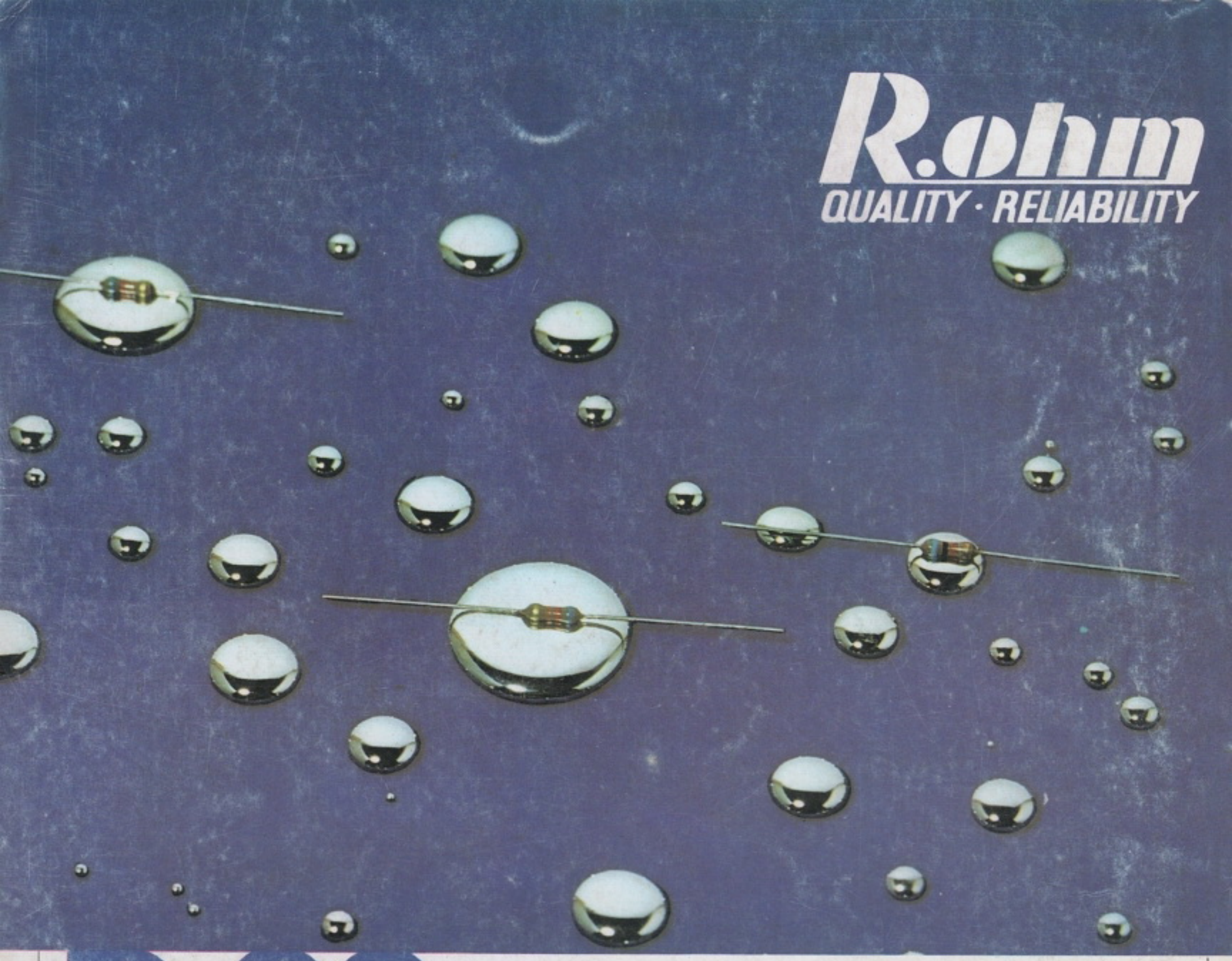
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304

ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15

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

MOD. TS 140 L. 12.300 franco nostro

MOD. TS 160 L. 14.300 stabilimento



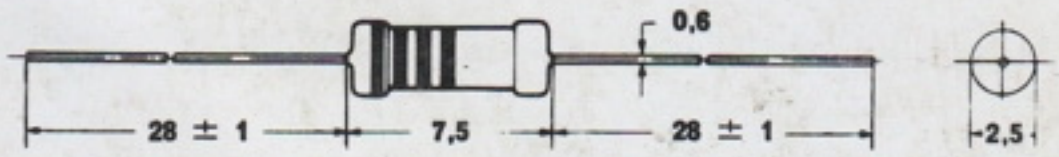
R-33

RESISTORI FISSI A STRATO DI CARBONE

RICOPERTI IN LACCA

Questi resistori, con un'effettiva potenza di 0,33 W, sono particolarmente adatti in circuiti dalle dimensioni notevolmente ridotte. Ricoperti con più mani di lacca.
Contrassegnati secondo il codice standard a colori EIA.
I reofori sono stagnati con una lega speciale per una facile saldatura. Peso netto per 1000 pezzi: 280 grammi.

DIMENSIONI: mm



CARATTERISTICHE

Potenza nominale a 70°C	0,33 W
Derating lineare a zero a	155 °C
Gamma dei valori (serie E-24)	1,5 Ω ÷ 1,5 MΩ (*) 10 Ω ÷ 820 kΩ
Tolleranza	± 2% (G) ± 5% (J)
Coefficiente di temperatura	− 200 ppm/°C < 100 kΩ − 600 ppm/°C > 100 kΩ
Tensione max di lavoro	250 V
Tensione max di sovraccarico	500 V
Gamma di temperatura	− 55 °C ... + 155 °C

(*) nei resistori con valore inferiore a 5,1 Ω l'elemento resistivo è sostituito da uno strato di nichel.

TOYO ELECTRONICs
INDUSTRY CORPORATION