

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica



N. 10 - OTTOBRE 1970

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 LIRE 500



Microfono cardioide «SONY»

Unidirezionale

Tipo: a condensatore

Sensibilità: 53,8 dB
(0 dB = 1 V/10 μ bar)

Campo di frequenza:
50 ÷ 12.000 Hz

Impedenza: 250 Ω

Alimentazione: 1,5 Vc.c.

Materiale: alluminio satinato

Dimensioni: Ø 19 x 170

Completo di cavo schermato

6 m, porta microfono,

schermo parafiatto

ECM-21

QQ/0163-00



Microfono cardioide «SONY»

Unidirezionale

Tipo: a condensatore

Sensibilità: 54,8 dB
(0 dB = 1 V/10 μ bar)

Campo di frequenza:
50 ÷ 12.000 Hz

Impedenza: 250 Ω

Alimentazione: 1,5 Vc.c.

Materiale: alluminio satinato

Dimensioni: Ø 19 x 150

Completo di porta microfono,

e di cavo 3 m,

con spinotto 2 poli Ø 3

ECM-19B

QQ/0163-02



Mini microfono «SONY»

Omnidirezionale Hi-Fi

Tipo: a condensatore

Sensibilità: — 57 dB
(0 dB = 1 V/10 μ bar)

Campo di frequenza:
50 ÷ 13.000 Hz

Impedenza: 1 kΩ

Alimentazione: 3 Vc.c.

Materiale: alluminio satinato

Dimensioni: Ø 13 x 29

Completo di portabatterie,

cavo di collegamento 2 m

e spinotto Ø 3,

fermaglio porta microfono per

collocamento non appariscente

ECM-15P

QQ/0162-00

SONY®

S O M M A R I O

Bassa frequenza	1731	Amplificatori Hi-Fi con transistori al silicio con potenze di uscita di 20, 30 e 35 W - II parte
Strumenti e misure di laboratorio	1741	Strumento per la misura del fattore di distorsione - I parte
L'ABC dell'elettronica	1751	Alimentatore stabilizzato Mod. AS 567 B
Elettronica Industriale	1757	Parliamo del comando proporzionale
	1763	Progetto di parametri per thyristor di potenza
	1771	Circuiti a impulsi - V parte
	1777	Il triac e le sue applicazioni nei sistemi di comando in alternata - I parte
	1785	Tutto sui circuiti integrati, tipi, usi fabbricazione
Antenne Caratteristiche dei componenti	1799	Le antenne TV Sony per autovetture
Scatole di montaggio	1809	Pick-up grammofonici stereo, una rassegna dei differenti tipi di trasduttori posti in commercio
	1821	Oscillatore A.F. UK 905 - UK 900
	1827	Miscelatore a R.F. UK 920 da 23 ÷ 27 MHz UK 910 da 12 ÷ 170 MHz
Realizzazioni sperimentali	1833	Amplificatore di potenza a radio frequenza per onde corte
Schemi	1839	Lampeggiatore per segnalazione di auto in panne
Registrazione	1842	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
	1851	Indicatori di modulazione e regolazione automatica del livello di registrazione
Il Riparatore	1859	La velocità dei giradischi *
Alta fedeltà	1863	Le norme degli apparecchi di alta fedeltà
Radiodiffusione	1875	Le emissioni standard delle stazioni MSF e gli orologi atomici
Rubriche	1867	Le comunicazioni radiotelefoniche
	1882	La scrivania dello Zio
	1885	Rassegna delle riviste estere
	1893	Affermazione della Germania Orientale nel campo dei componenti elettronici
	1899	Vocabolario: Inglese, Italiano, Francese, Spagnolo, Tedesco, dei termini tecnici relativi la televisione e le antenne
	1903	I lettori ci scrivono
	1912	Equivalenze semiconduttori

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

**ULTERIORMENTE
AMPLIATA LA FAMIGLIA
DI CIRCUITI INTEGRATI
H100 AD ALTA IMMUNITÀ
AL RUMORE DELLA SGS**

La nuova famiglia HLL è stata appositamente progettata con caratteristiche di eccellente immunità al rumore, ampia gamma di tensione di alimentazione, elevato potere di comando, che ne permettono l'impiego in concomitanza, concorrenza e sostituzione degli organi elettromeccanici tradizionali.

Altri due nuovi elementi si aggiungono alla famiglia H100 e precisamente:

H122 porta NAND quadrupla a due ingressi;

H124 porta NAND doppia a quattro ingressi.

Entrambi i dispositivi sono nati dall'esigenza di avere delle porte con uscite passive tali da poter effettuare la connessione wired-OR.

Le caratteristiche generali di questi nuovi elementi sono le stesse della famiglia HLL.

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
ACUSTICA VACCA	1761
ARCO	1825
B & O	1735-1853
BRITISH	1755
CASSINELLI	1767
CHEMTRONICS	1918
CHINAGLIA	1869
FACON	1879
FIVRE, 3° di cop.	1919
HELLESENS	1891
HIGH-KIT	1762-1781
ICE	1727
I-R	1739
IST. G. MARCONI	1837
KRUNDAAL	1793
LESA	1808
MINNESOTA, 4° di cop.	1920
MISTRAL	1749
PHILIPS	1747-1803-1873-1911
PRESTEL	1865
R.C.F.	1813
SANKO-LEVEL	1897
SASEA, 2° di cop.	1726
SICTE	1895
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	1769
SONY	1728-1756-1789
TES	1775
UNAOHM	1807

TARIFE ESTERE

AUSTRIA	Sc.	290
BELGIO	Fr.Bg.	570
DANIMARCA	Kr.D.	84,20
FRANCIA	Fr.Fr.	64,20
GERMANIA	D.M.	41,30
INGHILTERRA	Lgs	4.13.3
ITALIA	£	7.000
JUGOSLAVIA	Din.	184,20
LUSSEMBURGO	Fr.Bg.	569,10
MALTA	Lgs.M.	4.12.1
NORVEGIA	Kr.N.	80,45
OLANDA	Fol.	40,65
PORTOGALLO	Esc.	328,65
SPAGNA	Pts.	813,95
SVIZZERA	Fr.Sv.	48,40
ARGENTINA	Pesos	40,34
AUSTRALIA	£a	10,—
BRASILE	Crs.	48,70
CANADA	§Can.	12,25
CILE	sc.	112,20
EGITTO	Leg.	4.14.3
ETIOPIA	§Et.	28,—
GIAPPONE	Yen.	4729,80
ISRAELE	L.I.	40././
LIBIA	L.Lib.	4././
PARAGUAY	Guar.	141,35
PERU'	Sol.	440,25
SUD-AFRICA	R.	8.—
TURCHIA	L.T.	1007,90
URUGUAY	Pesos	28.—
USA	§	11,20
VENEZUELA	Bs.	50,40

Editore:
J.C.E.

Direttore Responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

Redattore:
Marcello Longhini

Segretaria di Redazione:
Mariella Luciano

Collaboratori

A. Basso Ricci - Lucio Biancoli
Ludovico Cascianini
Carlo Chiesa - Enrico Lercari
Luciano Marcellini - Italo Mason
Serafini Domenico - Piero Soati
Franco Toselli - Giorgio Uglietti

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 10 - Ottobre 1970

Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

Stampa Stab. Grafico Matarelli
Via Lucini, 8 - 20125 Milano

Prezzo della Rivista L. 500
numero arretrato L. 1.000
Abbonamento annuo L. 5.000

per l'Estero L. 7.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 Milano
C/C Postale 3/40678

Per i cambi d'indirizzo indicare
oltre naturalmente al nuovo
anche l'indirizzo precedente
ed allegare alla comunicazione
l'importo di L. 300,
anche in francobolli.

In un precedente articolo abbiamo illustrato succintamente i vantaggi degli stadi finali a simmetria complementare. Passiamo ora a descrivere tre amplificatori rispettivamente da 20 - 30 e 35 W d'uscita impieganti questa tecnica. I fattori di distorsione sono in tutti i casi inferiori all'1%, e la banda amplificata va in generale da 20 Hz a 25 kHz. Questi amplificatori possono quindi, a buon diritto, considerarsi amplificatori per alta fedeltà.

**BASSA
FREQUENZA**

AMPLIFICATORI Hi-Fi CON TRANSISTORI AL SILICIO CON POTENZE DI USCITA DI 20, 30 e 35 W

seconda parte di W. Hibler

Iniziamo per primo la descrizione dell'amplificatore da 20 W equipaggiato con transistori prodotti dalla SGS-Fairchild. In fig. 1 è riportato lo schema elettrico. Tutti gli stadi sono accoppiati in corrente continua. Gli stadi T_1 e T_2 sono normali amplificatori di tensione. A questi stadi segue lo stadio invertitore di fase formato dai transistori T_3 e T_4 che, a loro volta, pilotano i due transistori finali di potenza rispettivamente T_5 e T_6 . Un circuito di controreazione in continua attuato tra l'uscita e l'ingresso attraverso il resistore R_3 provvede a compensare le inevitabili tolleranze dei componenti. Questo circuito di controreazione provvede anche a stabilizzare la tensione di alimentazione sul **punto di simmetria A** nello stadio finale. Come è noto su questo punto deve essere mante-

nuto costantemente un valore di tensione pari a **metà** della tensione di alimentazione. I diodi D_1 e D_2 (BA 130) provvedono a stabilizzare le correnti di riposo dei transistori finali nei confronti delle variazioni di temperatura.

È presente anche un circuito di controreazione in corrente alternata attuato, tra l'uscita e l'ingresso, dai componenti C_7 , R_{11} e C_5 . I valori di questi componenti, e di conseguenza, il valore della controreazione in alternata introdotto può essere opportunamente dimensionato a seconda delle esigenze richieste. Questo circuito di controreazione tende a ridurre la distorsione in modo speciale in corrispondenza delle frequenze elevate della banda trasmessa e quando la potenza di uscita è relativamente bassa.

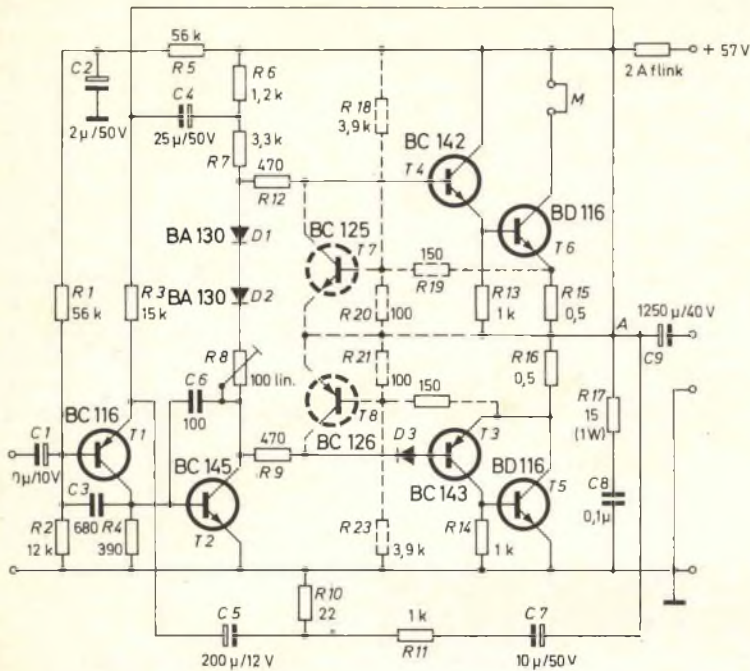


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore Hi-Fi con potenza di uscita da 20 W. La impedenza dell'altoparlante è di 15 Ω .

I condensatori C_3 e C_6 provvedono invece ad introdurre una controreazione soltanto alle frequenze superiori a 40 kHz.

Il potenziometro semifisso R_8 lineare (100 Ω) serve a portare sul punto A, nello stadio finale, un valore di tensione corrispondente a metà valore della tensione di alimentazione, e nello stesso tempo serve a regolare la corrente di riposo dei transistori finali in maniera che il valore di detta corrente sia compreso tra 25 e 40 mA.

La corrente di riposo dei transistori finali può essere misurata inserendo lo strumento in corrispondenza del punto M indicato nello schema.

Prestazioni dell'amplificatore Hi-Fi da 20 W

Il valore di cresta della tensione alternata di uscita v_{max} è circa 26,5 V, mentre

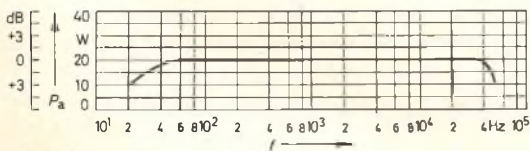


Fig. 2 - Potenza di uscita in funzione della frequenza.

il valore di cresta della corrente alternata di uscita i_{max} è circa 1,7 A. Aumentando il valore del condensatore di ingresso C_1 e portandolo su valori compresi tra 20 e 50 μF , e nello stesso tempo, aumentando anche il condensatore di accoppiamento dell'altoparlante C_9 portandolo su valori compresi tra 2.000 e 5.000 μF è possibile aumentare l'amplificazione delle basse frequenze portandole in corrispondenza di 20 Hz, da -3 dB a -1 dB.

Nella fig. 2 è riportato l'andamento della potenza di uscita di questo amplificatore in funzione della frequenza. Questa curva è stata misurata impiegando in continuazione una tensione sinusoidale. In fig. 3 è invece indicato, sempre in funzione della frequenza, il valore di distorsione caratteristico di questo amplificatore. La tensione di alimentazione a vuoto (e cioè in assenza di pilotaggio deve essere 57 V). Alla potenza di uscita di 20 W, l'assorbimento di corrente da parte dell'amplificatore ammonta a 600 mA.

Calcolo dei dissipatori di calore dei transistori

La massima potenza dissipata da ciascun transistor è circa 6,5 W. Per il cal-

colo dei dissipatori debbono essere tenuti presenti i seguenti parametri:

- P_{tot} = potenza dissipata,
- $R_{th\ g-c}$ = resistenza termica tra giunzione e contenitore,
- $R_{th\ c-amb}$ = resistenza termica tra contenitore e ambiente,
- $R_{th\ d}$ = resistenza termica tra il dissipatore e l'ambiente,
- $T_{j\ max}$ = massima temperatura alla giunzione in condizione di funzionamento,
- $T_{amb\ max}$ = temperatura massima dell'ambiente.

Nella equazione (1) è stata trascurata la resistenza termica tra contenitore e dissipatore; il suo valore deve essere considerato compreso tra circa $0,5 \dots 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Pertanto, in via approssimativa, la resistenza termica tra il dissipatore e l'ambiente ($R_{th\ d}$) avrà il seguente valore:

$$R_{th\ d} \approx R_{th\ c-amb} \approx \frac{T_{j\ max} - T_{amb\ max}}{P_{tot}} - R_{th\ g-c} \quad (1)$$

Nel nostro caso, per il transistor finale BD 116 abbiamo: $T_{j\ max} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$, resistenza termica tra giunzione e contenitore = $= 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

Pertanto, supponendo una massima temperatura dell'ambiente $T_{amb} = 45 \text{ } ^\circ\text{C}$ e una potenza dissipata $P_{tot} = 6,4 \text{ W}$, in base alla (1) avremo:

$$R_{th\ d} \approx \frac{150 - 45}{6,4} - 5 \approx 11,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Questo valore di resistenza termica è possibile ottenerlo impiegando per ciascun transistor finale una piastra di alluminio spessa 2 mm e con superficie di 70 cm^2 .

In fig. 4 è indicato un diagramma che serve facilmente a calcolare la superficie del dissipatore di calore, una volta noto il valore della resistenza termica dissipatore-ambiente. Per ragioni di sicurezza (verificarsi di sovratensioni, di sovrapiotaggio, ecc.) sarà opportuno aumentare dal 10 al 30% i valori indicati da questo

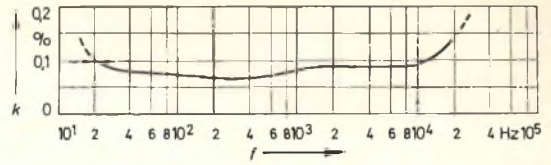


Fig. 3 - Fattore di distorsione in funzione della frequenza.

diagramma. È possibile inoltre impiegare altri tipi di dissipatori di calore, per esempio, del tipo a profilato purché tali dissipatori abbiano una resistenza termica uguale o inferiore a quella richiesta.

Volendo munire l'amplificatore da 20 W testé descritto di un dispositivo di protezione contro eventuali cortocircuiti dei morsetti di uscita sarà necessario aggiungere, come indicato in tratteggio nello schema elettrico di fig. 1, altri due transistori T_7 e T_8 , e altri 6 resistori, e cioè $R_{18} \dots R_{23}$. Se la resistenza di carico dei transistori finali è più bassa del valore indicato o se i morsetti del circuito di uscita vengono messi in corto circuito in condizione di funzionamento dell'amplificatore succede che nei transistori dello stadio finale viene a circolare un valore di corrente molto elevato. Si deve infatti sapere che la resistenza interna dello stadio finale è molto bassa ($< 0,5 \text{ } \Omega$), e pertanto, la tensione ai morsetti di uscita

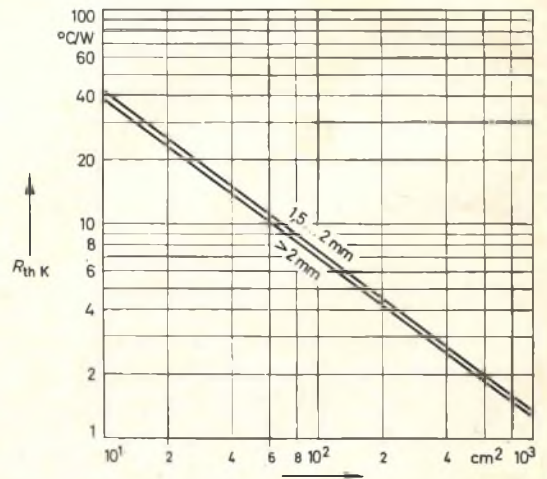


Fig. 4 - Diagramma mediante il quale è possibile calcolare la superficie del dissipatore quando si conosce la resistenza termica tra dissipatore ambiente ($^\circ\text{C/W}$) e lo spessore della lamiera.

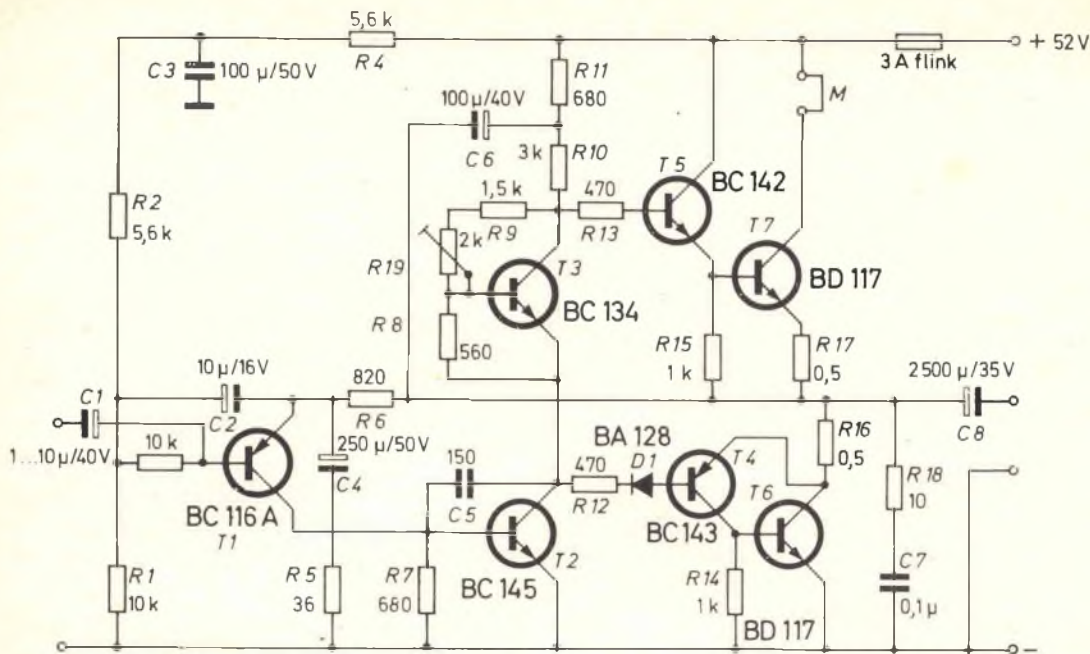


Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore con potenza di uscita di 30 W: i resistori da R_1 a R_5 e R_{10} sono al 10%, 1/2 W; R_6 è al 5%, 1 W. I resistori da R_{11} a R_{13} sono al 10%, 1 W; i resistori da R_{16} a R_{18} sono al 5%, 2 W. L'impedenza dell'altoparlante è 8...12 Ω .

risulta del tutto indipendente dal valore che può assumere la resistenza di carico.

Il funzionamento del circuito di protezione è il seguente: abbiamo visto che in caso di corto circuito dei morsetti di uscita o di applicazione di una resistenza di carico con valore più basso, nei transistori finali viene a circolare una corrente elevata. Questa corrente fa aumentare la tensione presente ai capi dei resistori di emettitore dei transistori finali rispettivamente R_{15} e R_{16} . Questa tensione viene applicata tramite i due resistori da 150 Ω alle basi dei transistori T_7 e T_8 . Quest'ultimi, a loro volta, sono collegati

alle basi dei transistori pilota T_3 e T_4 . È evidente quindi che, un aumento della tensione di emettitore dei transistori finali tende a far diminuire la tensione di pilotaggio, e di conseguenza la corrente circolante nei transistori finali medesimi. La tensione di polarizzazione di base dei transistori T_7 e T_8 è ottenuta mediante l'impiego dei partitori di tensione rispettivamente R_{18} , R_{20} per T_7 e R_{21} , R_{23} per T_8 .

Questa tensione di polarizzazione permette di far lavorare i transistori T_7 e T_8 nel punto più lineare della loro caratteristica.

Nel caso non venga inserito questo cir-

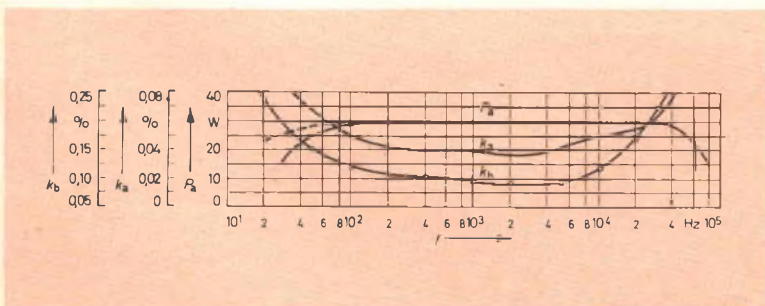


Fig. 6 - Fattore di distorsione e potenza di uscita in funzione della frequenza. Il fattore di distorsione indicato con k_d è quello dato dalla ditta, quello indicato dalla curva k_b è quello che è stato misurato in un prototipo.



un nuovo modo per dire hi-fi!

Dove altri si fermano inizia l'alta fedeltà B. & O. Ecco perché gli intenditori acquistano un impianto Hi-Fi B. & O. Tutti gli apparecchi B. & O. sono studiati, progettati e realizzati in modo da offrire le più brillanti prestazioni unite ad una notevole praticità ed una linea modernissima ideata dai più famosi designer del mondo. I materiali ed i componenti sono tutti di qualità selezionata per cui la sigla B. & O. è conosciuta anche come marchio di garanzia.

COMBINAZIONE B. & O. N. 3 - Impianto stereo HI-FI composto da:

1 Amplificatore sintonizzatore stereo FM
« Beomaster 3000 »

1 Registratore stereo « Beocord 1800 »

1 Giradischi stereo « Beogram 1800 »

2 Diffusori acustici « Beovox 5000 »



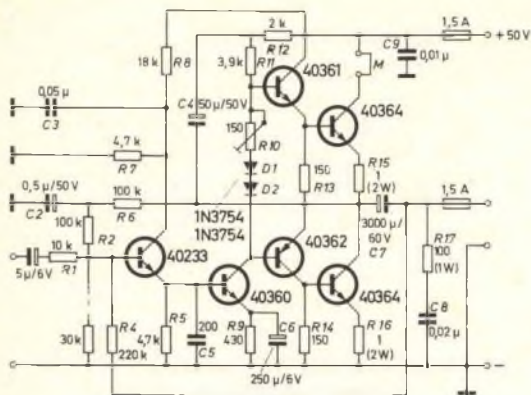


Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore Hi-Fi da 20 W con transistori RCA. L'impedenza dell'altoparlante è 8 Ω .

cuito di protezione è necessario che alla uscita non venga applicata una resistenza di carico inferiore a 15 Ω .

AMPLIFICATORE HI-FI DA 30 W

Lo schema elettrico di questo secondo amplificatore è indicato in fig. 5. Rimanendo inalterati tutti i componenti e applicando un altoparlante con impedenza caratteristica di 15 Ω è possibile abbassare la potenza di uscita a 15 W. In questo caso, il fattore di distorsione diventa circa 0,02%. In fig. 6 è indicata in funzione della frequenza, sia la potenza di uscita (P_o) sia il fattore di distorsione (k_b).

Mediante il potenziometro semifisso R_{19} da 2 k Ω è possibile regolare la corrente di riposo dello stadio finale al valore approssimativo di 30 mA. Per conferire all'amplificatore un valore elevato di impedenza di ingresso, il transistor T_1 viene montato in un circuito ad emettitore comune con una controeazione di tensione, proporzionale alla corrente, attuata attraverso R_6 e C_2 . (Circuito bootstrap). La resistenza di ingresso dinamica am-

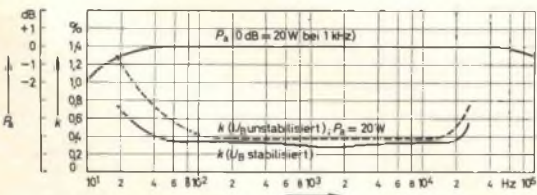


Fig. 8 - Potenza di uscita e fattore di distorsione dell'amplificatore da 20 W (vedi testo).

monta pertanto a circa 600 k Ω . Il resistore R_6 , agli effetti delle componenti alternate risulta soltanto parzialmente cortocircuitato (C_4 , R_5); ciò introduce una certa controeazione. Con un condensatore di accoppiamento dell'altoparlante con valore superiore o uguale a 5.000 μ F (C_8) è possibile migliorare considerevolmente l'amplificazione alle basse frequenze come indicato dalla curva tratteggiata di fig. 6.

Impiegando una tensione di alimentazione stabilizzata, si è potuto ottenere un valore di distorsione compreso tra 0,09 e 0,25% (fig. 6). Non impiegando una tensione di alimentazione stabilizzata questi valori di distorsione aumentano leggermente.

In parallelo all'uscita si trova in tutti gli amplificatori descritti, la cosiddetta rete di Boucherot detta anche rete di Zobel che, in questo caso, è costituita dal resistore R_{18} e dal condensatore C_7 ; ciò allo scopo di presentare anche alle frequenze elevate della gamma trasmessa un carico reale e non reattivo.

Dati caratteristici dell'amplificatore Hi-Fi da 30 W

Il valore massimo della tensione di uscita di picco è circa 22 V mentre il valore di picco della corrente alternata ammonta a circa 2,75 A. Con una tensione di alimentazione di 52 V, l'amplificatore assorbe, alla massima potenza di uscita di 30 W, una corrente di circa 950 mA. La massima potenza dissipata in ciascun transistor finale ammonta a circa 8,5 W. Si consiglia di montare i due transistori dello stadio finale su dissipatore di calore con resistenza termica di 1,5 $^{\circ}$ C/W. In questo caso bisogna scegliere come dissipatore di calore un tipo a profilato, in quanto un tipo di dissipatore di calore a piastra, in base al grafico di fig. 4, verrebbe ad avere una superficie pari a 800 ... 900 cm 2 ! Con un dissipatore avente il valore di resistenza termica sopraccitato, la temperatura ambiente può arrivare fino a 60 $^{\circ}$ C.

AMPLIFICATORE HI-FI CON POTENZA DI USCITA DI 20 W

In fig. 7 è riportato lo schema elettrico di questo amplificatore il quale a differen-

za dei due in precedenza descritti impiega esclusivamente transistori prodotti dalla RCA.

Nelle figg. 8 e 9 è riportato l'andamento rispettivamente del fattore di distorsione e della potenza di uscita in funzione della frequenza. Siccome in questo amplificatore vengono impiegati transistori aventi una frequenza di taglio molto elevata, avremo un'amplificazione lineare anche al di là delle frequenze udibili. Difatti, i transistori impiegati nello stadio finale hanno una frequenza di transito $f_t \geq 15$ MHz (con $V_{CE} = 10$ V e $I_C = 2,5$ A); pertanto, il fattore di distorsione alla frequenza di 20 kHz avrà pressappoco lo stesso valore del fattore di distorsione che si ha in corrispondenza della frequenza di 1 kHz.

Anche per questo amplificatore si consiglia di impiegare una tensione di alimentazione stabilizzata in quanto diversamente succederebbe che la distorsione agli estremi della banda amplificata risulterebbe leggermente superiore, come appunto indicato nelle curve di fig. 8 e 9.

Per il resto, il circuito non presenta particolarità notevoli. Anche in questo caso, con il potenziometro semifisso R_{10} , viene regolata la corrente di riposo dello stadio finale al valore pressappoco di 50 mA (50 mV di caduta sul resistore R_{16}). La controeazione in corrente continua attuata mediante R_2 e R_6 assicura uno stabile punto di lavoro fino a temperature ambientali di circa 70 °C.

Il resistore R_4 provvede a fornire una controeazione in corrente alternata, funzione della frequenza. Il valore complessivo della controeazione è 38 dB. Nonostante questo amplificatore abbia un fattore di distorsione molto basso è possibile diminuirlo ancora di più aumentando il valore della controeazione in c.a., naturalmente a scapito della potenza. I diodi D_1 e D_2 provvedono a stabilizzare i punti di lavoro dei transistori pilota e finale nei confronti della variazione della temperatura e della tensione. Questi diodi vengono montati sullo stesso dissipatore di calore sul quale sono montati i transistori finali.

Prestazioni dell'amplificatore da 20 W

Per una potenza di uscita di 20 W con un segnale con frequenza di 1 kHz furono

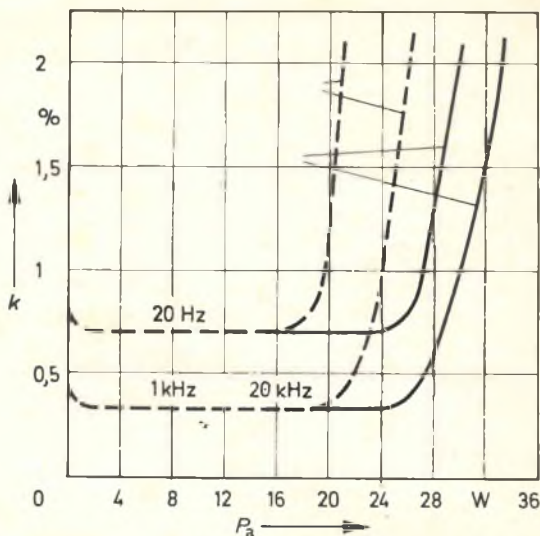


Fig. 9 - Fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita per l'amplificatore da 20 W (vedi testo). Curve a tratto pieno = V_b stabilizzata. Curve in tratteggio = V_b non stabilizzata.

registrati i seguenti valori: valore di cresta della tensione di uscita circa 18 V (12,6 V_{eff}), valore di cresta della corrente di uscita circa 2,25 A. Alimentando l'amplificatore con una tensione stabilizzata e con un segnale sinusoidale è possibile raggiungere una potenza di uscita di 32 W senza che il fattore di distorsione aumenti oltre il 2%; in questo caso, il valore di cresta della tensione di uscita è circa 22,3 V corrispondenti a 16 V_{eff} mentre il valore di cresta della corrente di uscita è pressappoco 2,78 A. Con un valore della tensione di alimentazione pari a 50 V, l'amplificatore, a pieno pilotaggio, assorbe una corrente di circa 810 mA quando dà una potenza di uscita di 20 W, e 1 A quando invece dà una potenza di uscita di 32 W.

La massima potenza dissipata da ciascun transistor finale è circa 8 W. Il transistor 40364 possiede un contenitore TO-66 avente una resistenza termica fra giunzione e contenitore pari a 5 °C/W. Con una temperatura ambiente di 60° è necessario munire ciascun transistor di un dissipatore di calore avente una resistenza termica dissipatore-ambiente pari a 12,5 °C/W. Si richiede cioè per ogni transistor un dissipatore costituito da un lamierino di alluminio da 2 mm avente una superficie di 70 cm². Se invece la

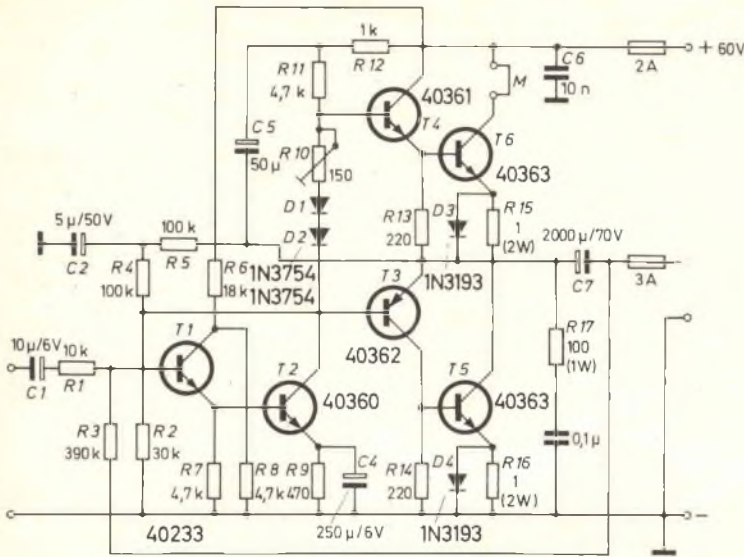


Fig. 10 - Schema elettrico dell'amplificatore da 35 W equipaggiato con transistori RCA. Tutti i resistori ad eccezione di quelli da R_5 fino a R_{17} sono al 10%; 1/2 W. L'impedenza dell'altoparlante è 8 Ω .

temperatura ambiente è di 45 °C è sufficiente che il dissipatore di calore abbia una resistenza termica pari a 14,4 °C/W; nel qual caso è sufficiente una piastra di alluminio, sempre da 2 mm, ma con superficie di soli 60 cm².

AMPLIFICATORE HI-FI CON 35 W DI USCITA

Lo schema elettrico di questo amplificatore è indicato nella fig. 10. Anche questo amplificatore impiega transistori RCA. Questo amplificatore è pressoché identico all'amplificatore della fig. 11. Differisce da quest'ultimo per avere un limite di amplificazione delle frequenze superiori leggermente più basso per il fatto che il transistor 40 363 ha una frequenza di transito di soli 700 kHz.

I diodi D_1 e D_2 servono, anche in questo caso, a stabilizzare la corrente di riposo e sono entrambi montati sul dissipatore sul quale sono montati i transistori finali.

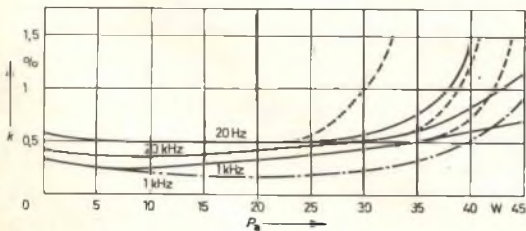


Fig. 11 - Fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita dell'amplificatore da 35 W.

I diodi D_3 e D_4 impediscono che, a causa del riscaldamento che si ha in corrispondenza di valori elevati di corrente, l'amplificazione di corrente dei transistori finali possa raggiungere valori inammissibili che potrebbero aumentare da una parte la potenza di uscita ma contemporaneamente farebbero lavorare i transistori finali in condizione di sovraccarico.

Il valore complessivo della controreazione è in questo amplificatore 30 dB; anche in questo caso, con il potenziometro semifisso R_{10} viene messo a punto il valore della corrente di riposo dei transistori finali al valore di 50 mA.

Valori caratteristici dell'amplificatore

I valori di cresta per la corrente e la tensione sono i seguenti: corrente $i \approx 3$ A, tensione $v \approx 23,6$ V (16,7 V_{eff}). Questi valori si riferiscono ad una potenza di 35 W. Con potenza di uscita (con segnale sinusoidale) del valore di 45 W, il valore di cresta è 3,4 A, mentre il valore di cresta della tensione è circa 27 V (19 V_{eff}). Il fattore di distorsione è in questo caso 2,5%.

L'assorbimento di corrente continua in condizione di pieno pilotaggio con potenza di uscita di 35 W è 1,05 A oppure 1,2 A nel caso che la frequenza di uscita sia 45 W.

In ogni transistor finale si ha una potenza dissipata massima di circa 11,4 W. Il transistor 40 363 possiede un contenitore TO-3 con una resistenza termica



INTERNATIONAL RECTIFIER

presenta i suoi ultimi prodotti

AEROSTUDIO BORGARO



Diodo controllato
Serie 470 PA
(740 A efficaci)

Thyristor studiato appositamente per impianti di grande potenza. Ha un elevato I²t ed a richiesta viene fornito selezionato per tensioni fino a 1800 volt di picco. Questo componente offre migliorate caratteristiche di impedenza termica e di portata in corrente.



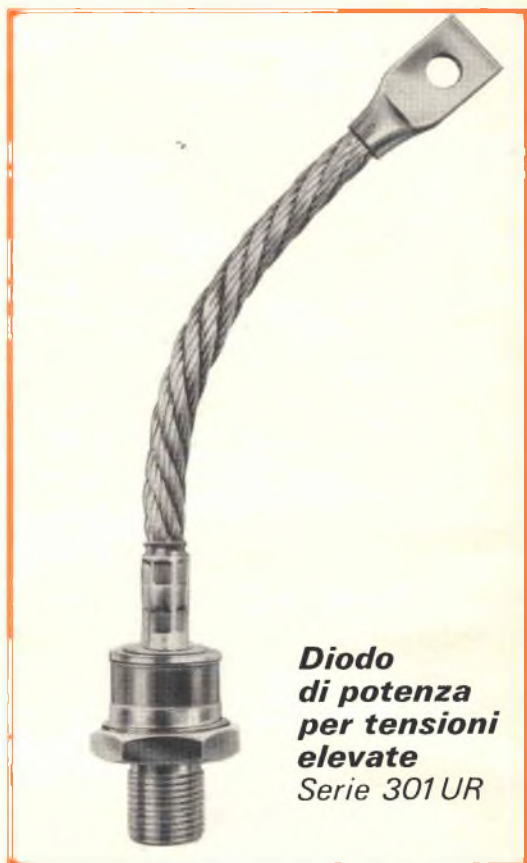
Ponte controfase
Serie 10 DC

Un prodotto nuovo di bassissimo costo, incapsulato in resina, viene costruito nei tipi fino a 400 volt per un'erogazione di 1,8 Amp. Adatto in particolare modo per circuiti stampati e per qualunque applicazione nella quale vi sia poco spazio a disposizione.



Thyristor economico
Tipo 40 RCS

Diodo controllato da 40 A incapsulato in plastica, particolarmente adatto in applicazioni dove si desidera impiegare materiale di basso costo. Quest'ultima caratteristica non impedisce di avere ugualmente un prodotto di elevata affidabilità. La serie viene costruita fino a tensioni di 600 V.



Diodo di potenza per tensioni elevate
Serie 301 UR

E' un nuovo diodo di potenza per tensioni fino a 2400 volt. Viene impiegato su impianti di grande portata, quali le sottostazioni di conversione per trazione ferroviaria. Nonostante le caratteristiche professionali il prezzo è decisamente competitivo.



INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE
via Liguria 19 - Telefono 49 84 84 (5 linee)

Bologna - Geom. Paolo Rodondi
via Cilea 5 - Tel. 47 88 75

UFFICIO DI MILANO
v. Medardo Rosso 16 - T 6008 36 - 6707 82

Roma - Ing. Pier Luigi Lombard
via Albricci 9/11 - Tel. 32 76 466

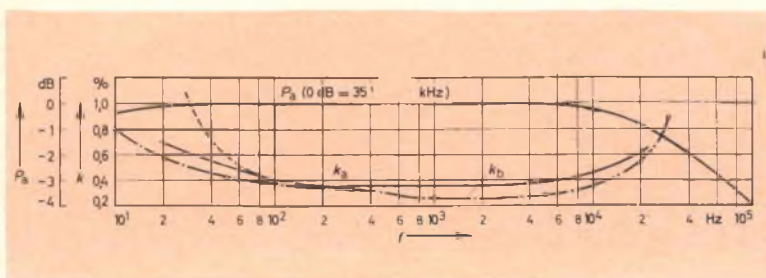


Fig. 12 - Potenza di uscita e fattore di distorsione in funzione della frequenza. La curva indicata con k , rappresenta la distorsione data dal costruttore, quella indicata con k_b è stata quella realizzata in un prototipo.

tra giunzione e contenitore di $1,5^\circ\text{C}/\text{W}$. Per una temperatura massima ambiente di 45°C , ciascun transistor abbisogna di un dissipatore avente una resistenza termica dissipatore-ambiente uguale a $11^\circ\text{C}/\text{W}$. Un tale dissipatore potrebbe essere costituito da una piastra di alluminio da 2 mm con superficie di 85 cm^2 .

In un prossimo articolo descriveremo dettagliatamente l'amplificatore di potenza Hi-Fi con potenza di uscita da 70 W ma fin da ora siamo in grado di fornirne le prestazioni come indicato nella tabella 1.

(Funktechnik - 682)

TABELLA 1

DATI TECNICI SOMMARI DEGLI AMPLIFICATORI HI-FI CON POTENZA DI USCITA DA 20 A 70 W

POTENZA DI USCITA	20 W	30 W	20 W	35 W	70 W Descritto nella III parte	
Transistori	SGS		RCA			
Potenza di uscita con segnale sinusoidale	20	30	20	35	70	W
Potenza di uscita con brano musicale (punte massime)	40	60	40	72	140	W
Banda passante	20 ...	28 ...	15 ...	20 ...	5 ...	Hz
($\pm 1\text{ dB}$ oppure $\pm 3\text{ dB}$)	50	80	200	20	25	kHz
Fattore di distorsione per potenza di uscita nominale e frequenza di 1.000 Hz	< 0,1	0,04	< 0,4	< 0,7	< 0,25	%
Impedenza di uscita alla potenza nominale	15	8 ... 15	8	8	8	Ω
Tensione di ingresso per potenza di uscita al valore nominale (frequenza 1 kHz)	450	700	600	650	800	mV _{rms}
Impedenza di ingresso (a 1 kHz)	10	600	10	10	100	k Ω
Fattore di disturbo alla potenza nominale di uscita	80	75	80	80	80	dB
Intermodulazione alla potenza nominale, 250 Hz + 8.000 Hz in proporzione di 4 : 1	$\leq 0,2$	0,1	$\leq 0,5$	$\leq 0,9$	$\leq 0,4$	%

BIBLIOGRAFIA

- 1) Datenblatt « AF 11 » (Juni 1966) von SGS-Fairchild.
- 2) SGS-Fairchild « Design Note 16 » (Juni 1966).
- 3) Datenblatt « AF 12 » (Sept. 1966) von SGS-Fairchild.
- 4) RCA - Data Bulletin « ACT-406 » (7/65).

STRUMENTO PER LA MISURA DEL FATTORE DI DISTORSIONE

prima parte a cura di L. Biancoli

STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO

Sebbene la qualità di un amplificatore di Bassa Frequenza possa essere valutata in modo approssimativo col semplice aiuto di un oscilloscopio a raggi catodici, l'unico metodo per stabilire in modo inconfutabile la percentuale della distorsione armonica consiste nell'iniettare nell'amplificatore sotto prova un segnale a bassa distorsione (ossia esente da armoniche), e nell'eseguire la misura nei confronti del segnale di uscita. A tale scopo, con un accorgimento particolare, viene soppresso il segnale corrispondente alla frequenza fondamentale, di ampiezza nota, e si misura l'ampiezza del segnale residuo. La percentuale che questo valore rappresenta nei confronti dell'uscita globale costituisce la vera e propria percentuale di distorsione armonica. Ciò premesso, lo strumento che stiamo per descrivere, di realizzazione relativamente semplice, consente appunto l'esecuzione di questa misura.

Sebbene la riproduzione ad alta fedeltà non possa essere considerata una scienza esatta a tutti gli effetti, in quanto è legata a sensazioni di natura eminentemente soggettiva, il fatto di poter misurare con una certa precisione l'eventuale mancanza di perfezione da parte di un amplificatore di Bassa Frequenza o di altri componenti costituisce indubbiamente un certo vantaggio.

Per quanto riguarda un amplificatore per frequenze acustiche, i due fattori principali che intervengono per definirne la qualità sono il **risponso alla frequenza** e la **linearità**. Il primo non presenta notevoli problemi agli effetti della valutazione, in quanto a tale scopo è necessario

soltanto disporre di un generatore di segnali in grado di funzionare sull'intera gamma utile, e di uno strumento adatto a misurare l'ampiezza del segnale di uscita.

Per quanto riguarda invece la linearità, che esprime l'uniformità dell'amplificazione col variare dell'ampiezza del segnale di ingresso, le apparecchiature necessarie alla misura sono assai più complesse.

La mancanza di linearità in un amplificatore comporta almeno due effetti, nel senso che — minore è la linearità dell'amplificatore — maggiore è la quantità delle frequenze spurie che vengono aggiunte al segnale utile; oltre a ciò, quando l'amplificatore funziona con un segnale di ingresso complesso, avente cioè varie

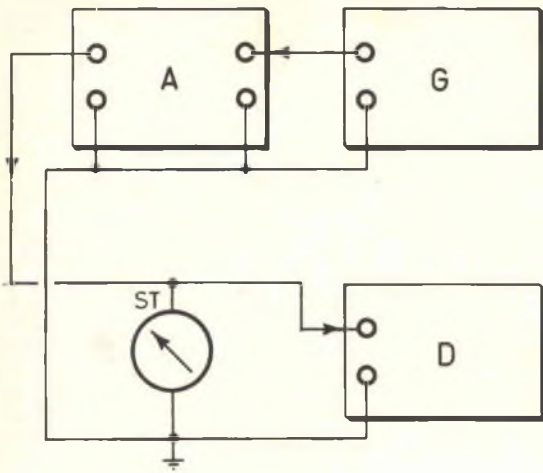


Fig. 1 - Schema a blocchi illustrante la disposizione necessaria per eseguire la misura: G rappresenta il generatore di segnali, A l'amplificatore sotto prova, ST il misuratore di uscita e D l'apparecchiatura per la misura della distorsione.

frequenze, questo fenomeno può verificarsi nei confronti di più di una frequenza, nel qual caso si presenta anche l'inconveniente della cosiddetta **intermodulazione**.

L'ammontare della mancanza di linearità può essere rapidamente espresso in funzione della percentuale del contenuto armonico introdotto dall'amplificatore, nei confronti dell'ampiezza del segnale di prova perfettamente sinusoidale, ed avente una sua frequenza fondamentale.

In pratica, per stabilire la potenza di uscita in corrispondenza della quale la distorsione comincia ad assumere un valore definito, è utile disporre di uno strumento adatto appunto alla misura della distorsione, che provveda automaticamente a sommare l'energia sviluppata da tutte le frequenze armoniche, e fornisca il risultato sotto forma di una percentuale della tensione globale di uscita.

Ciò premesso, la **figura 1** è uno schema a blocchi che rappresenta la natura e la disposizione delle apparecchiature necessarie per effettuare la misura della distorsione armonica. Oltre all'amplificatore sotto prova, sono infatti necessari:

- 1) Un generatore di segnali, la cui distorsione armonica totale sia certamente inferiore a quella dell'apparecchiatura sotto prova: in caso contrario,

è necessario ricorrere all'impiego di un filtro per ridurre il contenuto armonico del segnale di uscita.

- 2) Uno strumento per la misura della tensione di uscita.
- 3) Uno strumento per la misura diretta del fattore di distorsione.

Per meglio chiarire quanto sopra, la **figura 2** è un disegno che illustra un caso tipico di distorsione di un segnale a frequenza acustica, rilevabile con l'aiuto dell'oscilloscopio a raggi catodici, in funzione di un segnale avente una forma d'onda sinusoidale, che viene applicato all'ingresso di un amplificatore sotto prova. Come si può osservare, l'oscillogramma superiore (**A**) presenta un andamento perfettamente sinusoidale, il che significa che la distorsione presenta un ammontare ridotto al punto tale, da poter essere considerato trascurabile agli effetti pratici: in (**B**) — invece — si nota che i picchi del medesimo segnale risultano piuttosto arrotondati, il che corrisponde presumibilmente ad un ammontare della distorsione armonica pari al 10%.

Una prova di questo genere può essere eseguita abbastanza facilmente nei confronti di un segnale avente la frequenza di 800 Hz, ossia appartenente alla gamma centrale delle frequenze acustiche: nei confronti di queste frequenze — infatti — lo spostamento di fase delle armoniche rispetto alla frequenza fondamentale è trascurabile. Se invece un esame oscillografico di questo genere venisse effettuato nei confronti di una frequenza molto più bassa o molto più alta, nei confronti delle quali lo spostamento di fase delle frequenze armoniche rispetto alla fondamentale è assai più rilevante, l'oscillogramma rilevato in (**B**) apparirebbe assai diverso, a seconda appunto dell'ammontare dello sfasamento.

Se da un canto questo esame oscillografico è abbastanza interessante, in quanto rivela la presenza di una certa distorsione armonica che altera la forma d'onda, esso mette anche in evidenza il fatto che è necessario un fattore di distorsione piuttosto notevole, affinché l'alterazione risulti rilevabile direttamente sullo schermo dell'oscilloscopio. Naturalmente, uno strumento di questo genere può essere usato anche in altri modi per valutare

la distorsione di un amplificatore, come anche la variazione di fase, a patto che si colleghi una coppia di placchette di deflessione direttamente all'ingresso dell'amplificatore, e l'altra coppia direttamente all'uscita dello stesso. In questo caso, la distorsione viene indicata dallo scostamento che la traccia luminosa presenta rispetto ad una ipotetica traccia perfettamente diritta.

Quando però occorre misurare la distorsione armonica totale di un amplificatore ad alta fedeltà, il cui contenuto armonico può essere presumibilmente dell'ordine dell'1% o ancora meno, è indispensabile ricorrere all'impiego di uno strumento vero e proprio per la misura della distorsione.

In alcune determinate circostanze, può essere ancora più utile la possibilità di misurare persino la percentuale delle armoniche individuali; questo procedimento richiede però apparecchiature assai più complesse e costose, oltre ad una maggiore perdita di tempo per l'esecuzione della misura.

Alcune norme stabilite ad esempio in Inghilterra, prescrivono l'impiego di un segnale di prova avente la frequenza di 1.000 Hz con una tolleranza del 2% in più o in meno, allo scopo di confrontare un amplificatore con un altro, ma — per ottenere prove più significative — è utile disporre anche di frequenze di prova di diverso valore. È infatti ben noto che alcuni amplificatori denotano un considerevole aumento della distorsione armonica nei confronti delle frequenze più basse e delle frequenze più elevate, rispetto alla frequenza centrale di 1.000 Hz.

Per questo motivo, lo strumento per la misura della distorsione che stiamo per descrivere è stato concepito con possibilità di misurare la distorsione non soltanto nei confronti dell'intera gamma delle frequenze udibili, ma anche nei confronti delle frequenze che escono da tale gamma.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento è assai semplice, in quanto si tratta di applicare all'amplificatore sotto prova un segnale di ingresso fornito da un apposito gene-

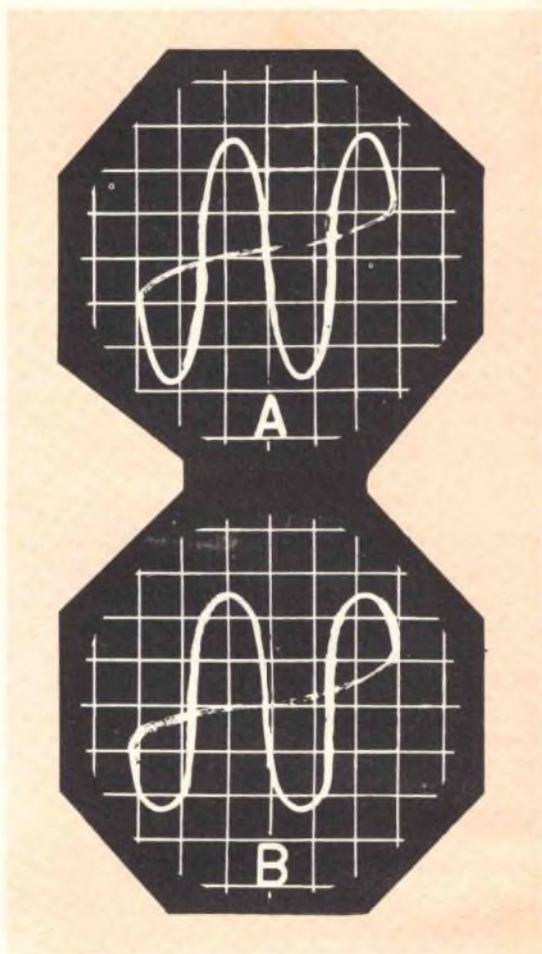


Fig. 2 - Esempi tipici di oscillogrammi rilevati nei confronti di un segnale sinusoidale apparentemente indistorto (A), ed il medesimo segnale caratterizzato invece da una distorsione pari approssimativamente al 10% (B).

ratore, dopo di che si elimina dal segnale di uscita la componente alla frequenza fondamentale, e si misura l'entità del segnale residuo, la cui ampiezza permette di stabilire direttamente la percentuale del contenuto armonico.

L'intero apparecchio consiste complessivamente in sei transistori e due diodi, e viene alimentato da una sorgente di tensione di 12 V, che può essere costituita da semplici batterie, con notevole autonomia grazie al consumo ridotto che ammonta ad un massimo di 6 mA. Lo strumento si è dimostrato semplice e di funzionamento sicuro, col vantaggio supple-

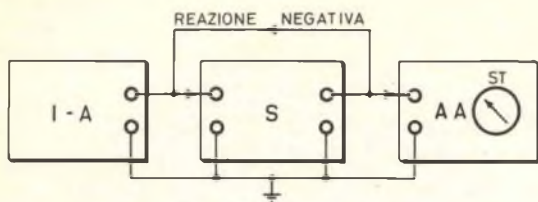


Fig. 3 - Schema a blocchi illustrante la struttura dell'apparecchio per la misura della distorsione. I-A rappresenta il circuito di ingresso ed il relativo attenuatore. S la sezione che provvede alla soppressione della frequenza fondamentale del segnale di prova, ed AA rappresenta l'amplificatore di armoniche. Tra l'ingresso e l'uscita del circuito per la soppressione della fondamentale è presente una rete di reazione negativa, avente il compito di evitare l'attenuazione delle armoniche.

mentare di una notevole facilità di impiego, in quanto la percentuale di distorsione viene indicata direttamente dallo strumento, e con la massima rapidità.

L'intero apparecchio, così come si osserva nello schema a blocchi di **figura 3**, consiste complessivamente in tre sezioni, e precisamente:

- 1) Un circuito di ingresso con attenuatore.
- 2) Un dispositivo per la soppressione della frequenza fondamentale.
- 3) Un dispositivo amplificatore per la misura del contenuto armonico.

Osservando la citata figura 3, è facile notare che la sezione di sinistra (I - A) è costituita da un circuito di ingresso, contenente anche un attenuatore. S rappresenta il dispositivo di soppressione della frequenza fondamentale, il cui segnale di uscita viene applicato direttamente all'amplificatore delle armoniche (AA), al quale fa capo lo strumento ST per la misura del fattore di distorsione. Occorre però rilevare che all'uscita della sezione S, il segnale viene prelevato tramite un circuito a reazione negativa, ed applicato nuovamente all'ingresso della stessa sezione. Questo è appunto il provvedimento attraverso il quale si ottiene la soppressione della frequenza fondamentale, senza attenuare le armoniche.

La **figura 4** rappresenta invece lo schema elettrico completo delle prime due sezioni dell'intero dispositivo. Il circuito di ingresso propriamente detto è costituito da un semplice attenuatore (P), tra-

mite il quale il segnale di ingresso viene applicato al primo stadio, TR1. Occorre qui precisare che — per ottenere l'intera portata di misura — il segnale che deve essere applicato all'ingresso dello strumento non deve avere un'ampiezza inferiore a 0,6 V eff., e che — quando il segnale di ingresso presenta appunto tale ampiezza fino ad un valore massimo di circa 6 V eff. — l'interruttore I deve essere chiuso. Se I è invece aperto, togliendo quindi il corto-circuito ai capi della resistenza R1, il segnale di ingresso può raggiungere l'ampiezza massima di circa 250 V.

Lo stadio TR1 presenta un'impedenza di ingresso di 100.000 Ω , il che non costituisce un carico in grado di alterare le caratteristiche dinamiche di funzionamento dell'attenuatore: d'altra parte, l'impedenza di uscita, costituita dalla resistenza R4, è di valore tale da non subire alcuna influenza da parte del circuito di reiezione della fondamentale susseguente.

L'efficacia del funzionamento degli strumenti di questo tipo per la misura della distorsione dipende principalmente dalla attitudine da parte dell'apposita sezione a sopprimere la frequenza fondamentale del segnale di prova. Questo strumento è stato concepito per consentire la misura da un minimo dello 0,1%, fino ad un massimo del 100%, e — per poter misurare adeguatamente anche il fattore più basso — è necessario che la frequenza fondamentale del segnale di prova venga attenuata almeno di 70 dB. Occorre però considerare anche che la seconda armonica non deve variare nel suo valore, o almeno deve variare il minimo possibile, se si vuole evitare che la misura risulti poco precisa.

Come il Lettore certamente sa, una attenuazione di 70 dB corrisponde ad una riduzione della tensione allo 0,032% del suo valore originale, fermo restando il valore dell'impedenza di carico. Ciò premesso, se lo strumento per la misura della distorsione viene collegato direttamente all'uscita di un generatore di segnali a Bassa Frequenza che presenti una distorsione effettivamente bassa, è facile ottenere una misura della distorsione fino allo 0,03% o ancora meno, dimostrando in tal modo che il circuito di

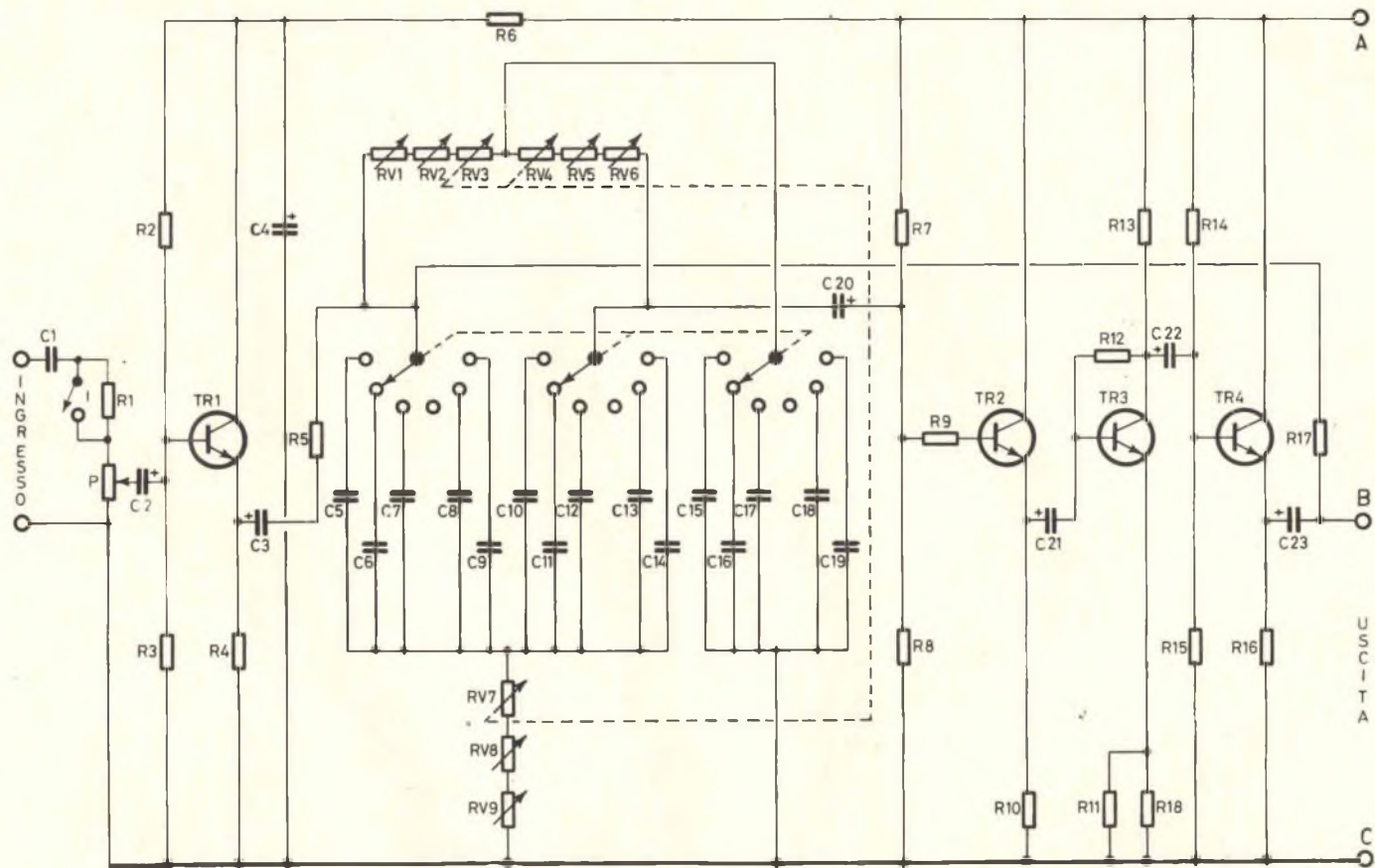


Fig. 4 - Schema elettrico della prima parte del misuratore di distorsione, costituita dal circuito di ingresso con l'attenuatore (P) e dalla sezione che provvede alla soppressione della frequenza fondamentale del segnale di prova. Per semplicità, è stata indicata la coassialità nei confronti dei soli potenziometri RV3-RV4 e RV7. Il commutatore triplo è illustrato nella sua seconda posizione, ed i valori capacitivi corrispondenti alle varie posizioni sono elencati in una apposita tabella. I terminali contrassegnati A, B e C all'estremità destra dello schema fanno capo alla sezione voltmetrica per la misura del segnale residuo.

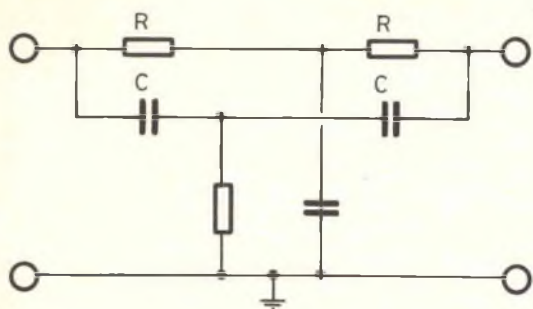


Fig. 5 - Schema semplificato del filtro a doppio « T », tramite il quale si ottiene la soppressione della fondamentale. Le due resistenze R devono presentare il medesimo valore, come pure le due capacità C. La terza resistenza presenta un valore pari alla metà del valore R, mentre la terza capacità presenta un valore pari al doppio di C.

soppressione della frequenza fondamentale funziona in modo soddisfacente.

Se da un canto è possibile impiegare un ponte di Wien per sopprimere la frequenza fondamentale, col vantaggio dell'impiego di un minor numero di componenti rispetto al doppio filtro a « T », la scelta è tuttavia caduta su quest'ultimo, in quanto esso permette di ottenere direttamente l'intero segnale di uscita restante, mentre il ponte di Wien consente di ottenere un segnale risultante pari ad un terzo dell'ampiezza effettiva.

Oltre a ciò, con l'uso del doppio filtro a « T » sia l'ingresso che l'uscita possono avere un polo a massa.

La **figura 5** illustra il circuito di principio del doppio filtro a « T »: affinché esso sia in grado di sopprimere la frequenza fondamentale del segnale di prova, è necessario che i componenti siano opportunamente dimensionati: nei confronti di un determinato valore F della frequenza che si intende sopprimere, i valori possono essere infatti calcolati in base alle formule che seguono, soltanto in funzione delle due resistenze e delle due capacità disposte orizzontalmente.

$$R = 1 : (6,28 \times FC) \quad C = 1 : (6,28 \times FR)$$

In pratica, il calcolo viene eseguito esclusivamente nei confronti delle due resistenze e delle due capacità superiori, tenendo conto che F è espressa in Hertz, R in Megahom e C in Microfarad. Le due resistenze contrassegnate R presentano

il medesimo valore, calcolabile mediante la formula, ed altrettanto dicasi nei confronti delle due capacità contrassegnate col simbolo C. Per quanto riguarda invece i due componenti disposti verticalmente, la resistenza deve avere un valore pari alla metà di R, mentre la capacità deve avere un valore pari al doppio di C.

Tornando ora alla prima parte dello schema dell'intera apparecchiatura, illustrata alla figura 4, è facile rilevare che — per coprire l'intera gamma di frequenze compresa tra 20 e 20.000 Hz — è necessario disporre di un commutatore a tre sezioni, comandate con un unico albero, che presenta un totale di sei posizioni: con tale accorgimento, ciascuna gamma di frequenze presenta un rapporto pari approssimativamente a 4 : 1. In realtà, sarebbe possibile coprire l'intera gamma con tre sole portate, e con un rapporto di 10 : 1, ma ciò provocherebbe una variazione eccessiva dell'impedenza di ingresso del filtro.

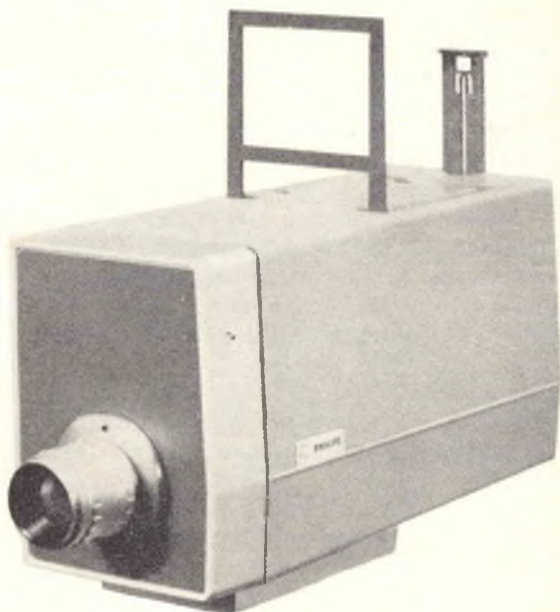
Ciascuna delle portate consentita dal commutatore può essere esplorata separatamente mediante potenziometri accoppiati, mentre il controllo di massima è costituito da un potenziometro triplo (a comando coassiale) che consiste in RV3 e RV4 (entrambi del valore di 50.000 Ω) e in RV7 (del valore di 25.000 Ω). Per compensare inoltre le eventuali piccole differenze di valore delle capacità comprese tra C5 e C19, rispetto ai potenziometri accoppiati, si ricorre ai potenziometri di compensazione, RV2, RV5 e RV8. Infine RV1, RV6 ed RV9 non devono essere usati se non nei casi eccezionali in cui occorre misurare un fattore di distorsione inferiore all'1%.

Occorre ora considerare che, mentre il doppio filtro a « T » determina una notevole attenuazione nei confronti della frequenza fondamentale, esso provoca anche un'attenuazione inaccettabile della seconda e della terza armonica. Per migliorare la sua selettività, si ricorre perciò all'impiego di un circuito di reazione negativa che scavalca il filtro. Questo circuito è costituito dai transistori TR2, TR3 e TR4, e dai componenti ad essi associati. TR2 e TR4 non sono altro che stadi ad accoppiamento di emettitore, che consentono un valore elevato dell'impedenza di in-

impianti di televisione a circuito chiuso

telecamera mini-compact

per riprese in bianco e nero
praticità e versatilità d'impiego
completamente transistorizzata



- scansione interlacciata 2:1 • compensazione automatica delle variazioni di intensità luminosa • controllo e correzione automatici dell'invecchiamento Vidicon • risoluzione 600 linee • uscite video e radiofrequenza • alimentazione 220 V c.a. $\pm 10\%$ 50 Hz oppure 12 V c.c. • codice ordine LDH 0050

registratore video

per bianco e nero o per colore
(con apposito adattatore)
semplicità e sicurezza di funzionamento



- gamma frequenza video 3,3 MHz • possibilità di registrazioni sia da telecamera che da televisore con M.F. europea • massima stabilità dell'immagine anche in fase di rallentamento e arresto del nastro • possibilità di registrare un segnale audio • durata della registrazione 83 minuti con nastro da 1" lungo 620 m • codice ordine EL 3402

- telecamere professionali ed industriali, in bianco e nero, completamente transistorizzate
- telecamere professionali a colori, per applicazioni didattiche e scientifiche
- proiettori televisivi Eidophor a grande schermo, in bianco e nero o a colori

PHILIPS



Philips s.p.a. - Reparto Radioprofessionale
20162 Milano - Viale F. Testi, 327 - Tel. 6420951

gresso (pari approssimativamente a 100.000Ω) ed una bassa impedenza di uscita. TR3 — tramite le resistenze di emettitore R11 ed R18, in parallelo tra loro, e prive di capacità di filtraggio — viene messo in condizioni tali da funzionare con un guadagno di tensione pari approssimativamente a 30. Prelevando il segnale di uscita da TR4 tramite C23 ed R17, e riportandolo all'ingresso del filtro, in corrispondenza cioè del punto di unione tra R5 ed RV1, si ottiene una reazione negativa di entità sufficiente a rendere trascurabile l'attenuazione che il filtro presenta nei confronti delle suddette armoniche.

In assenza della suddetta reazione negativa, la seconda armonica verrebbe ridotta approssimativamente di due terzi

della sua ampiezza, mentre la terza armonica verrebbe attenuata approssimativamente del 40%. Per contro, con il grado di controreazione adottato, la seconda armonica si attenua meno del 10%, il che consente l'esecuzione di una misura della distorsione abbastanza precisa.

Le tre sezioni del commutatore multiplo che permettono di regolare il filtro nelle sue varie portate sono illustrate alla figura 4 nella seconda posizione. La quarta posizione viene adottata esclusivamente per disinserire il filtro, per cui — predisponendo il commutatore dell'amplificatore di misura (di cui diremo più avanti) sulla portata del 100%, il segnale di ingresso può essere regolato tramite il potenziometro P, e — se necessario — ricorrendo all'impiego dell'interruttore I,

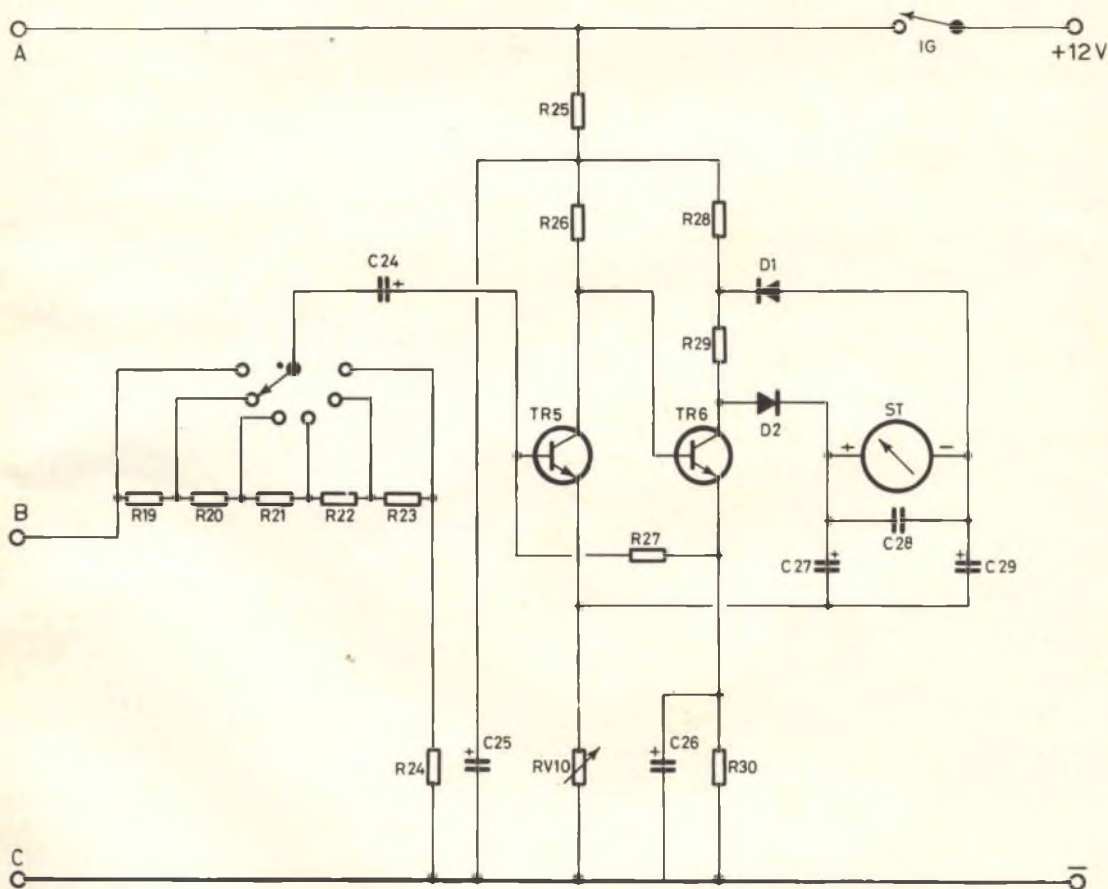
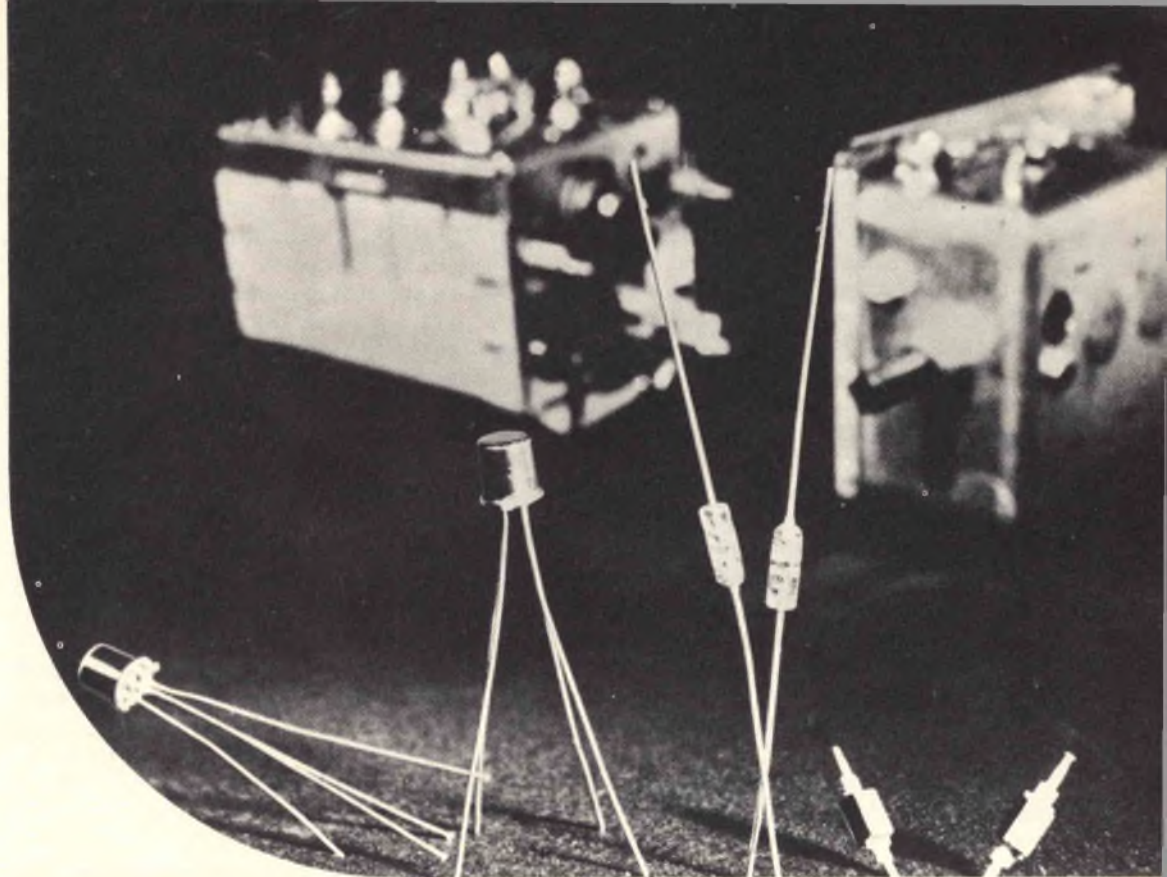


Fig. 6 - Schema elettrico della sezione voltmetrica, mediante la quale viene misurata l'ampiezza del segnale residuo, dopo la soppressione della fondamentale. Il commutatore a sei posizioni predispone la sensibilità di questa sezione su varie portate, da un minimo dello 0,1, ad un massimo del 100%. ST è lo strumento indicatore, la cui scala è tarata direttamente in percentuale di distorsione.



 THOMSON-CSF

transistori, diodi e diodi a
capacità variabile al silicio
per impieghi civili in
applicazioni VHF e UHF

 **mistral**[®]

Direz. Comm. MILANO - Via M. Gioia 72 - Telef. 66.84.103/123

per ottenere un'indicazione di fondo scala da parte dello strumento pari al 100%. Ciò costituisce — come vedremo — il livello di riferimento.

Quando il filtro viene regolato in modo da ottenere la massima attenuazione della frequenza fondamentale, agendo opportunamente sul commutatore e sulle resistenze variabili comprese tra RV1 ed RV9, qualsiasi tensione alternata presente ai capi di R16 rappresenta la sola distorsione, del cui segnale fanno parte anche il rumore e gli altri eventuali segnali spuri.

È da notare che il rumore e la distorsione aggiunti dallo strumento propriamente detto sono dell'ordine dello 0,02%, per cui — a tutti gli effetti pratici — qualsiasi tensione alternata misurata tramite lo strumento facente parte dell'ultima sezione della quale ci occuperemo più avanti può essere considerata come rappresentante la distorsione propriamente detta.

La **figura 6** illustra il circuito elettrico dell'amplificatore delle armoniche che costituiscono il residuo di segnale dopo la soppressione della fondamentale, e del voltmetro elettronico mediante il quale questo segnale residuo viene misurato agli effetti dell'ampiezza.

TR5 e TR6, con i componenti ad essi associati e lo strumento ST, costituiscono infatti un sensibile millivoltmetro, che

viene impiegato per confronto, in abbinamento all'attenuatore potenziometrico, costituito da un commutatore ad una via e sei posizioni presente all'ingresso, al quale fanno capo le resistenze comprese tra R19 ed R24. Questo attenuatore varia il livello del segnale residuo che esiste dopo la soppressione della fondamentale, che — tramite la capacità C24 — viene applicato alla base di TR5.

Facendo in modo che i terminali inferiori di C27 e C29 ritornino all'emettitore di TR5, si ottiene una certa reazione negativa, assai utile per ottenere una discreta regolazione del guadagno dell'amplificatore.

L'attenuatore costituito dal commutatore a sei posizioni e dalle resistenze R19 ÷ R24 costituisce il comando di portata della distorsione. Nel circuito di figura 6, anche questo commutatore è illustrato nella sua seconda posizione: in pratica, la prima posizione corrisponde ad una indicazione fondo scala da parte di ST pari a 0,1%, la seconda pari a 0,3%, la terza all'1%, la quarta al 3%, la quinta al 10% e la sesta al 100%.

Questa prima parte della nota ha chiarito il principio di funzionamento del misuratore di distorsione. Nella seconda ed ultima parte ci occuperemo invece della sua realizzazione, nonché delle operazioni di messa a punto e della tecnica di impiego.

Conclusa la 35^a Mostra Nazionale Radio Televisione a MILANO

Scarsa affluenza di visitatori - Buoni affari per l'esportazione e deboli per l'Italia

Con un autentico insuccesso di visitatori, si sono concluse le annuali manifestazioni organizzate dall'ANIE; la partecipazione degli espositori, dal canto suo, è stata inferiore del 20% a quella dell'anno scorso.

Per quanto riguarda in particolare la 35^a Mostra Nazionale Radio Televisione, occorre sottolineare che la produzione esposta ha riconfermato ancora una volta l'impegno posto dalle industrie nel mantenerne alto il livello qualitativo e nell'offrire, sotto ogni punto di vista, prodotti concorrenziali per il mercato internazionale.

Purtroppo la Mostra si è svolta all'indomani dall'entrata in vigore di ulteriori aggravii fiscali che hanno particolarmente colpito questo settore commerciale. Gli operatori economici, di fronte alla nuova situazione ed a quello che potranno essere gli imprevedibili sviluppi, hanno preferito mantenersi su posizioni di attesa o addirittura rinunciare a prendere contatto con gli industriali.

Non si è notato alcun interesse da parte del pubblico che non trova novità soprattutto perchè non vengono esposti televisori a colori funzionanti con trasmissioni regolari.

Per quanto riflette lo specifico settore dei componenti elettronici, l'andamento delle trattative per l'esportazione è stato buono.

Questo 7° Salone Internazionale dei componenti elettronici è almeno servito a rimettere in luce, come è avvenuto in occasione dell'8° Convegno tecnico svoltosi nel suo ambito, l'alto grado di preparazione delle ditte specializzate italiane ad affrontare il sempre più difficile confronto con i Paesi tecnologicamente più progrediti.

ALIMENTATORE STABILIZZATO

Mod. AS 567 B

**STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO**

L' alimentatore AS 567-B è composto da un circuito di potenza (cui fa capo in ponte monofase WP 005 più il transistor regolatore serie 2N3055) e da un circuito di controllo avente come elemento base il regolatore di tensione integrato LM 304.

Quest'ultimo viene alimentato in modo fluttuante rispetto al morsetto negativo d'uscita da una apposita sezione rettificatrice (ponte W 005) e le sue proprietà stabilizzatrici raggiungono il grado ottimale grazie alla prestabilizzazione fornita dal diodo zener 1N4164B. L'uscita dell'integrato (piedino 7) comanda il transistor BC 287 che a sua volta pilota il regolatore di potenza 2N3055.

L'inserzione delle resistenze $0,5 \Omega$ e $5,05 \Omega$ attua ai loro capi una caduta di tensione proporzionale alla corrente assorbita dal carico esterno, ed è quindi possibile eseguire la misura amperometrica e nello stesso tempo disporre di una soglia di tensione per il transistor limitatore BC 178 B. Tale soglia viene portata al giusto valore (circa $0,7 \text{ V}$) tramite la regolazione del correttore da $1 \text{ k}\Omega$.

In condizioni di carico normale la tensione presente all'uscita (morsetto negativo e piedini 8 e 9 del circuito integrato) risulta rigorosamente uguale al livello stabilito al piedino 1 attraverso la regolazione Out Voltage.

In fase di sovraccarico la tensione di uscita si riduce fino a zero (corto circuito) mantenendo la corrente costante al valore di limitazione predisposto ($0,1$ oppure 1 A). I due diodi al silicio TV 8 nonché lo zener costituiscono una valida protezione per l'integrato e relativo circuito associato, soprattutto per disfunzioni dovute all'impiego serie-parallelo degli alimentatori.

Le resistenze che consentono la lettura di tensione ($15 \text{ k}\Omega$) e di corrente ($0,5 - 5,05 - 460 \Omega$) sono del tipo ad alta stabilità con tolleranza $\pm 1\%$.

ISTRUZIONI PER L'USO

L'apparecchio viene alimentato dalla rete a 220 V .

Tutte le predisposizioni sono ottenute tramite la tastiera che esplica le seguenti funzioni:

OFF/ON — Premendo il tasto si accende l'alimentatore; la lampada spia LINE ne indicherà l'avvenuta accensione.

15 V / 30 V — Predisporre la portata fondo scala del voltmetro, a 15 V con tasto non premuto e a 30 V con tasto premuto. La regolazione della tensione d'uscita da 0 a 30 V si effettua con il comando OUT VOLTAGE.

0,1 / 1 A — Predisporre il valore di limi-

tazione di corrente e contemporaneamente la portata fondo scala dell'Amperometro, a 0,1 A con tasto non premuto e a 1 A con tasto premuto.

V / A — Commuta lo strumento indicatore come Voltmetro a tasto non premuto e come Amperometro a tasto premuto.

NORMAL / RESET — Permette di verificare, a tasto premuto, la tensione predisposta qualora, per eccesso di carico, entri in funzione il limitatore di protezione a corrente costante.

N.B. - Per i circuiti utilizzatori particolarmente delicati (esempio, circuiti integrati) predisporre la tensione prima di connettere il carico, oppure collegare un diodo zener di adeguate caratteristiche ai morsetti d'uscita; esempio, ZX 6,2 per integrati TTL.

VARIE E PRECAUZIONI

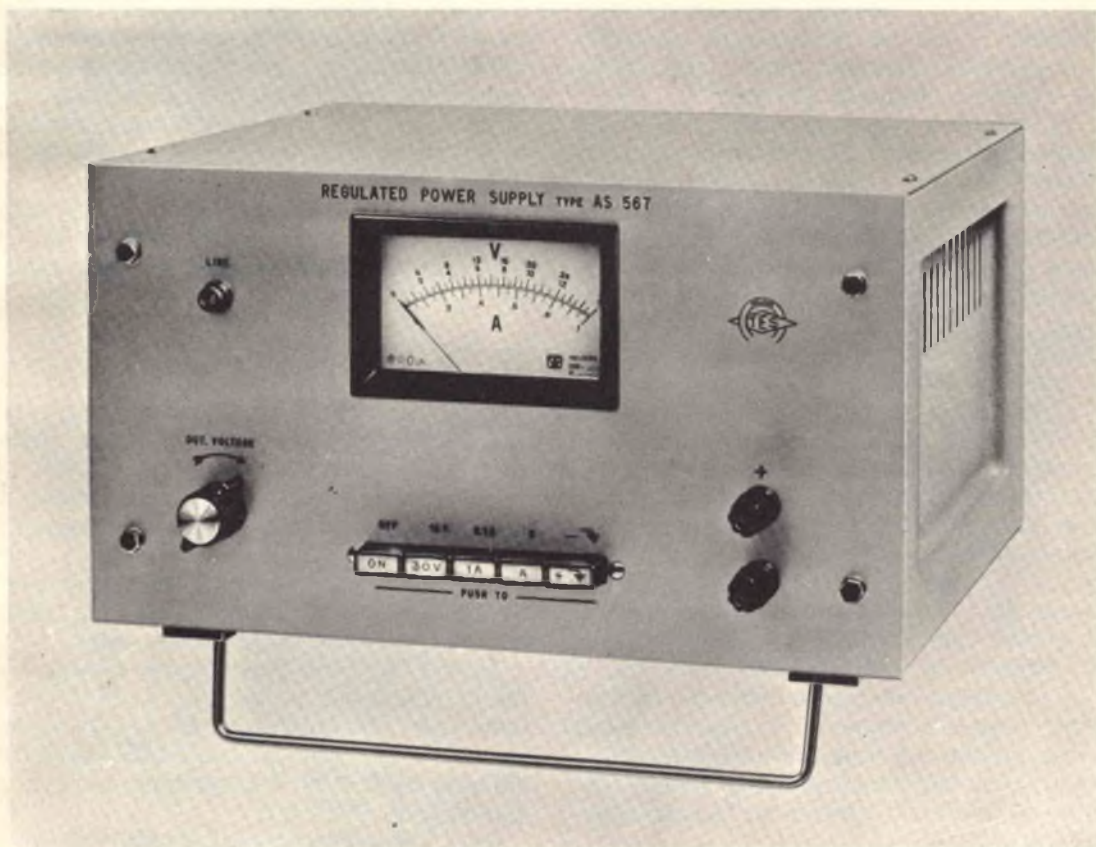
L'alimentatore AS 567-B è stato impostato con moderni criteri di progetto e i

risultati conseguiti rivelano aspetti molto interessanti soprattutto per le applicazioni più esigenti.

L'impiego di componenti largamente dimensionati permettono l'uso continuativo dello strumento alla massima corrente di uscita. Va però osservato che in tali circostanze è opportuno **non occludere gli intagli di aereazione** onde consentire una normale ventilazione interna.

Particolarmente importante è il risultato ottenuto nella reiezione della frequenza di rete e delle sue armoniche (ripple), tanto che diventa difficile misurarne l'entità se non ricorrendo a strumenti molto sensibili e adottando tecniche di misura che esigono una certa esperienza in merito. E ciò anche per il fatto che tipicamente la vera entità del **ripple** è molto inferiore al valore dichiarato nelle caratteristiche.

Analogo discorso va fatto per quanto concerne la stabilità alle variazioni della



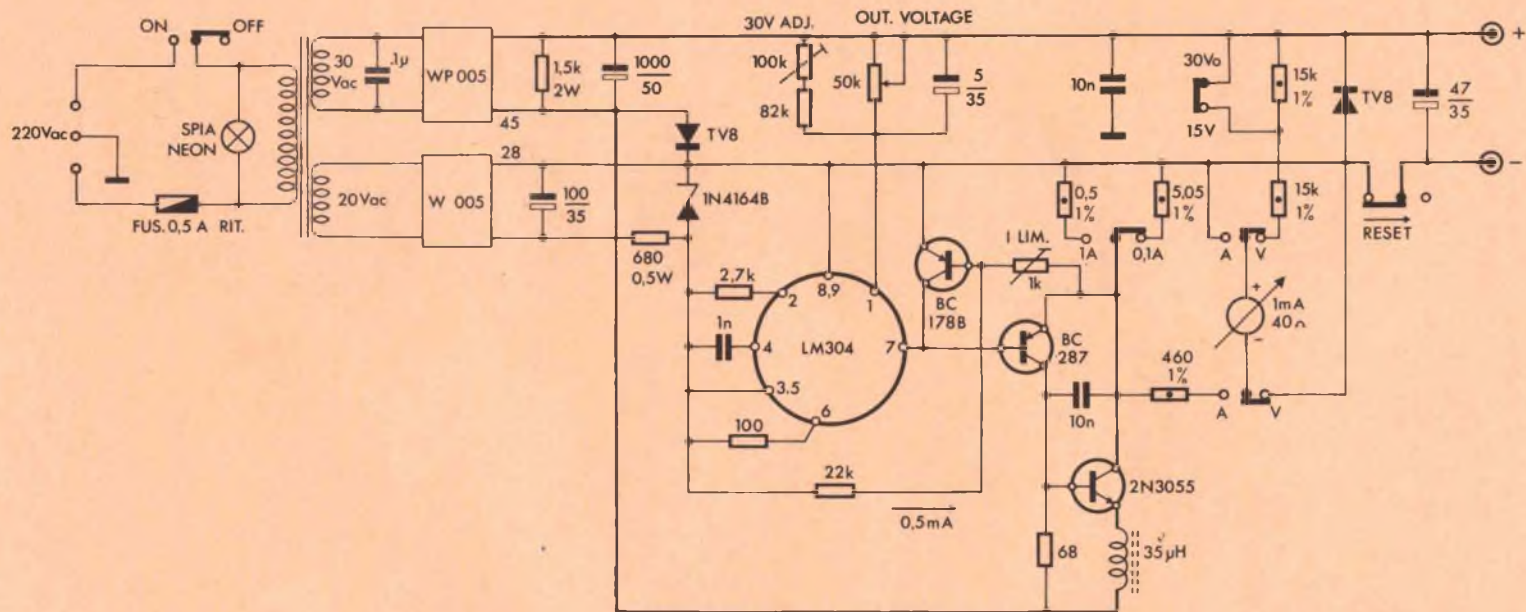


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato Mod. AS 567 B.

tensione di rete, la cui misura indiretta esige un drastico peggioramento delle reali caratteristiche dell'alimentatore sostituendo lo zener di prestabilizzazione con un alimentatore a tensione variabile.

Più facile risulta invece la misura del **rumore** che, essendo fortemente integrato, si manifesta come una **ondulazione discontinua a frequenze molto basse**. A tale scopo risulta utile un millivoltmetro o, meglio ancora, un oscilloscopio con una sensibilità di 1 mV pp/cm.

Analogamente, con strumenti differenziali in DC è possibile constatare l'entità della deriva del valore medio della tensione predisposta, la quale si mantiene a medio termine (qualche giorno) e per ampie escursioni della temperatura ambiente, entro lo 0,1% del valore di tensione iniziale.

Il tempo di assestamento per la inserzione di forti carichi è intorno al millisecondo con variazione momentanea della tensione d'uscita corrispondente a qualche centinaio di millivolt.

A regime la riduzione di tensione, dovuta al carico, non supera i 5 mV.

È opportuno notare che la caratteristica a « rettangolo » V/I dell'alimentatore permette di caricare **qualsiasi valore di capacità**. Eventuali cortocircuiti ai morsetti **non danneggiano l'alimentatore** e, appena essi vengono rimossi, la tensione ritorna al valore predisposto senza dover effettuare alcuna manovra.

Però, durante eventuali ispezioni all'interno dello strumento, è estremamente pericoloso provocare cortocircuiti fra i vari punti del cablaggio.

Per salvaguardare i componenti più delicati, soprattutto il circuito integrato, è necessaria la massima cautela e una specifica competenza.

In caso di guasto o di sospette anomalie di funzionamento si consiglia di interpellare o di inviare lo strumento alla fabbrica costruttrice.

Accoppiamento Alimentatori in serie

Per ottenere tensioni superiori a 30 V si possono collegare in serie fino ad un **massimo di tre** alimentatori AS-567-B.

L'operazione richiede solamente la stessa predisposizione della limitazione di corrente su ogni alimentatore.

Accoppiamento Alimentatori in parallelo

Ciò si rende necessario quando si desidera erogare una corrente maggiore di 1 A.

In serie all'uscita di ciascun alimentatore occorre collegare **sempre** un diodo da 1 A con l'anodo al morsetto positivo.

Predisporre ovviamente i limitatori a 1 A.

Teoricamente sarebbe necessario posizionare tutti gli alimentatori sulla medesima tensione d'uscita; la manovra risulterebbe però piuttosto laboriosa perché troppo critica. È pertanto consigliabile seguire una procedura pratica che consiste nel fare funzionare **un solo alimentatore pilota di tensione e gli altri a corrente costante**.

Ad esempio, per portare a 2 A mass. la corrente erogata, collegare il carico ad un alimentatore con OUT VOLTAGE regolato al massimo 30 V, 1 A) connettere poi parallelo un altro alimentatore AS 567-B e regolare il livello della tensione di uscita sino ad ottenere la corrente desiderata.

Analoga considerazione va fatta per alimentare carichi che richiedono assorbimenti più elevati, tenendo un solo alimentatore pilota di tensione e gli altri a corrente costante.

Questa procedura è valida soprattutto per utilizzatori ad assorbimento pressoché costante. Infatti, se la corrente assorbita si riduce (per « n » alimentatori in parallelo) al di sotto del valore (n - 1) A, la tensione ai capi del carico non è più stabilizzata e per carichi molto limitati può raggiungere il valore di 30 V su cui sono regolati gli alimentatori a corrente costante.

Ciò accade ad esempio, alimentando amplificatori di potenza in classe B, dove la corrente dello stadio finale è proporzionale all'ampiezza del segnale di ingresso.

Per evitare variazioni eccessive della tensione di uscita è consigliabile in questi casi predisporre tutti gli alimentatori sul valore della tensione desiderata; il più basso assumerà la funzione di pilota. Occorre però tenere presente che, al diminuire del carico, la tensione d'uscita salirà a gradini, dal valore più basso su cui

è regolato l'alimentatore che ha funzione di pilota, al valore superiore successivo su cui è posizionato un altro alimentatore e così via fino al valore più elevato.

Per l'AS 567-B è opportuno ricordare

che il ripple di corrente limitata a 1 A è di circa 3 mA pp. L'alimentatore pilota di tensione, nell'intervallo in cui agisce e trascina gli altri, riduce l'effetto del ripple di cui sopra, pur senza arrivare alle prestazioni di un singolo AS 567-B.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione d'uscita:	variabile con continuità da 0 a 30 V c.c.
Corrente massima:	1 A senza limiti d'impiego
Resistenza interna:	5 M Ω circa
Stabilizzazione:	entro $\pm 0,01\%$ per variazioni rete del $\pm 10\%$
Ripple:	minore di 100 μ V per qualsiasi tensione e corrente
Rumore e deriva a breve termine:	entro $\pm 0,02\%$ ± 1 mVpp
Limitatore di corrente:	0,1 e 1 A commutabile con l'amperometro
Voltmetro:	15 e 30 V c.c. f.s., precisione entro 3%
Amperometro:	0,1 e 1 A f.s., precisione entro 4%
Temperatura ambiente:	da -10°C a $+40^{\circ}\text{C}$
Semiconduttori impiegati:	n. 14 pi \dot{u} un circuito integrato contenente n. 26 semiconduttori equivalenti
Alimentazione:	rete 220 V - 50 Hz
Dimensioni:	300 x 160 x 235 mm
Peso:	kg 7 circa

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire **tramite esami**, i titoli di studio validi:

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettronica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »:

Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-63

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s



Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo

TA-1010 SONY®



Il nuovo SONY TA-1010 è un amplificatore adatto per la riproduzione stereofonica dello spettro sonoro.

Di elevate caratteristiche tecniche, notevole potenza e costo economico, esso presenta una distorsione minore dell'0,5% con 30 W di potenza d'uscita.

Il piacere tipicamente moderno di disporre di un impianto HI-FI non è più una prerogativa riservata ai soli amatori dell'alta fedeltà, ma si va estendendo a strati sempre più vasti di persone. A queste la SONY è lieta di consigliare il nuovo ed economico modello TA-1010, che costituisce il nucleo base per la realizzazione di un tale impianto.

Il TA-1010, con il suo pannello comandi, progettato in modo razionale, e il bellissimo mobile in legno, si armonizza meravigliosamente in qualsiasi ambiente.

Se desiderate conoscere cosa sia veramente il suono stereofonico ascoltate il TA-1010 unito ad un registratore e a due diffusori SONY.

Questo amplificatore vi darà certamente più di quanto vi aspettate dal suo costo.

CARATTERISTICHE TECNICHE

20 transistor + 5 diodi • Potenza d'uscita: 15 + 15 W con distorsione armonica 0,5% • Risposta di frequenza: 25 ÷ 40.000 Hz + 0 - 3 dB • Rapporto segnale/disturbo: 70 dB • Impedenza: 8 Ω • Alimentazione: universale c.a. • Prese per fono 2, sintonizzatore, registratore, aux 2, altoparlanti e cuffia • Dimensioni: 420 × 123 × 247.

PARLIAMO DEL COMANDO PROPORZIONALE

di P. Soati

L'ABC DELLA
ELETTRONICA

Da un po' di tempo a questa parte anche in Italia si parla sempre più di frequente del comando proporzionale applicato ai modelli ridotti, del quale, in linea di massima, tutti sanno che presenta il vantaggio di eliminare molti degli inconvenienti che caratterizzano i comandi selettivi, ma ben pochi sono coloro che ne conoscono il principio di funzionamento.

Quale giovamento presenta il comando proporzionale nei confronti del comando convenzionale si chiedono altri? La principale prerogativa del comando proporzionale è quella di rendere possibile la gradualità dei comandi effettuati dall'operatore sul dispositivo trasmittente, nel complesso ricevente.

Spieghiamoci con un esempio: in un normale apparecchio di radiocomando il dispositivo che comanda il timone di un modello navale, consente di spostare quest'ultimo dalla posizione di centro alle posizioni di « dritta » e di « sinistra », senza che sia possibile portare il timone stesso in una qualsiasi posizione intermedia.

In definitiva si tratta dell'applicazione del noto principio « tutto o niente » che permette di ottenere soltanto una posizione ben precisa.

Nel nostro esempio abbiamo citato il timone di un modello ridotto, ma il con-

petto può essere esteso agli altri dispositivi sui quali agisce il radiocomando, come il motore, dove la presenza del comando proporzionale, anziché consentire soltanto la partenza o l'arresto del motore stesso ne permette l'inversione di marcia ed anche la gradualità del numero dei giri.

Pertanto in un trasmettitore per radio comando proporzionale non è più presente soltanto un bottone od un commutatore a due o tre scatti, ma bensì una leva, od altro dispositivo del genere, spostabile gradualmente, azionando la quale l'organo installato a bordo del modello ridotto subisce degli spostamenti perfettamente identici a quelli desiderati dall'operatore.

Se, ad esempio, sul trasmettitore la leva relativa al comando del timone di un modello navale viene spostata di 10° verso dritta, il timone stesso si sposterà esattamente di 10° gradi verso dritta.

È pertanto evidente quanto sia importante questo tipo di comando quando esso sia applicato ai modelli aerei, ai quali

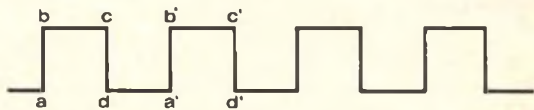


Fig. 1 - Impulsi rettangolari generati da un multivibratore.

permette di effettuare quelle finzze di volo che sono caratteristiche degli aerei da acrobazia veri e propri.

Teoricamente esistono alcuni metodi che consentono di attuare il comando proporzionale, in pratica il sistema che permette di raggiungere lo scopo, con minori difficoltà, è quello impulsivo.

Ciò del resto è facilmente intuibile se si pensa che nella moderna tecnica circuitale è più facile ottenere degli impulsi piuttosto che delle oscillazioni aventi forma sinusoidale.

I circuiti oscillanti che sono impiegati normalmente nel comando proporzionale devono dunque essere in grado di generare degli impulsi rettangolari la cui forma è indicata in figura 1.

Osservando attentamente la suddetta figura si può constatare che la corrente, oppure la tensione, che nel punto « a » è nulla, sale rapidamente portandosi al valore massimo « b », valore che conserverà per un certo periodo di tempo, e che corrisponde alla larghezza dell'impulso stesso, raggiungendo il punto « c », che si trova sempre allo stesso livello di partenza « b ». Dopo aver raggiunto il punto « c », l'impulso scende rapidamente al punto « d » che si trova esattamente allo stesso livello del punto « a », a cui corrisponde il minimo valore di corrente o di tensione.

Per ottenere gli impulsi rettangolari in genere si preferisce ricorrere ad un circuito multivibratore che può essere rea-

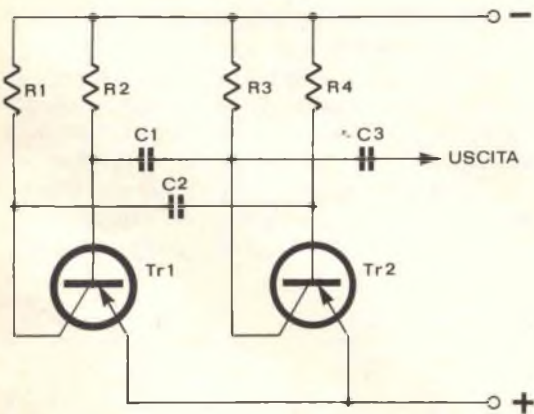


Fig. 2 - Classico circuito di un multivibratore a transistori.

lizzato mediante l'impiego tanto di due tubi elettronici quanto di due transistori.

Vediamo brevemente come si spieghi il funzionamento di un multivibratore: la figura 2 si riferisce al circuito di un multivibratore a transistori nel quale i due emettitori sono collegati insieme, facendo capo entrambi al positivo della tensione di alimentazione, mentre la polarizzazione di base e di collettore si ottiene mediante l'impiego dei resistori R_1 , R_2 , R_3 e R_4 collegati, in questo caso, al negativo della stessa tensione.

Due condensatori, C_1 e C_2 , collegano la base di ciascun transistor al collettore dell'altro e precisamente la base del transistor Tr_1 al collettore del transistor Tr_2 e la base di Tr_2 al collettore di Tr_1 , realizzando perciò un circuito simmetrico, mentre un altro condensatore, C_3 , connesso al collettore di Tr_2 ha il compito di avviare gli impulsi verso l'uscita.

Si può dimostrare che in un montaggio di questo tipo esiste sempre un transistor che è conduttore mentre l'altro è interdetto e viceversa. Pertanto un circuito del genere viene a comportarsi esattamente come un interruttore periodico. Si immagini ad esempio che il transistor Tr_1 sia in fase di conduzione: ciò significa che la corrente circola fra l'emettitore ed il collettore. Questa corrente dà luogo ad una caduta di tensione sul resistore di collettore cioè ad una diminuzione della tensione di collettore. Tale variazione di tensione agisce in modo che la tensione di base del transistor Tr_2 , tramite il condensatore C_1 , viene a subire, a sua volta, una variazione per cui questo transistor, che prima era bloccato, diventa conduttore. In queste condizioni la corrente comincia a circolare ed il transistor Tr_2 è soggetto allo stesso andamento sopra descritto, relativo al transistor Tr_1 quando era conduttore e che adesso risulta bloccato, ed il ciclo si ripete con regolarità.

Nel nostro caso interessa in modo particolare il comportamento del transistor Tr_2 il quale, in conseguenza dei suoi continui cambiamenti di stato, da conduttore a quello di interdizione e viceversa, è in grado di fornire all'uscita, tramite il condensatore C_3 , degli impulsi rettangolari

che corrispondono esattamente alla forma richiesta « tutto o niente ».

Naturalmente questa variazione di stato deve manifestarsi molto rapidamente in modo da evitare che i fianchi degli impulsi possano presentare una forma più o meno arrotondata perdendo in tal caso la caratteristica rettangolare che è indispensabile per il regolare funzionamento del sistema.

Qualcuno si potrà domandare quale sia la funzione che possono avere questi impulsi nei dispositivi per il comando proporzionale. La risposta non è così complicata come a prima vista potrebbe sembrare.

Ammettiamo di possedere un trasmettitore per radio comando in grado di emettere un segnale qualsiasi di bassa frequenza ed il cui compito sia quello di mettere in moto il motore di un modello ridotto.

Noi potremo agire in modo che gli impulsi generati dal multivibratore, e che comanda in questo caso il generatore di bassa frequenza del trasmettitore, possano dar luogo alla messa in moto e all'arresto del motore stesso.

Inoltre se il motore in questione è alimentato da una pila che viene inserita nel circuito mediante un relé, possiamo disporre le cose in maniera che esso, mediante l'inversione delle polarità della pila nel circuito, possa ruotare sia in un senso che nell'altro, cioè possa invertire la marcia.

Si tratta di un metodo adottato in molti sistemi di radiocomando che però presenta l'inconveniente di tenere il motore sempre in movimento dato che esso risulta alimentato in continuità.

Il suddetto esempio comunque ci è molto utile per proseguire il nostro ragionamento. Ammettiamo di comandare il generatore di bassa frequenza del trasmettitore mediante un multivibratore del tipo sopra descritto, ed in maniera tale che la durata di ciascun impulso e quella dell'intervallo fra impulso ed impulso siano perfettamente uguali fra loro, come è indicato in figura 1.

In questo caso il motore risulterà collegato alternativamente alle due polarità della pila, invertendole cioè periodicamen-

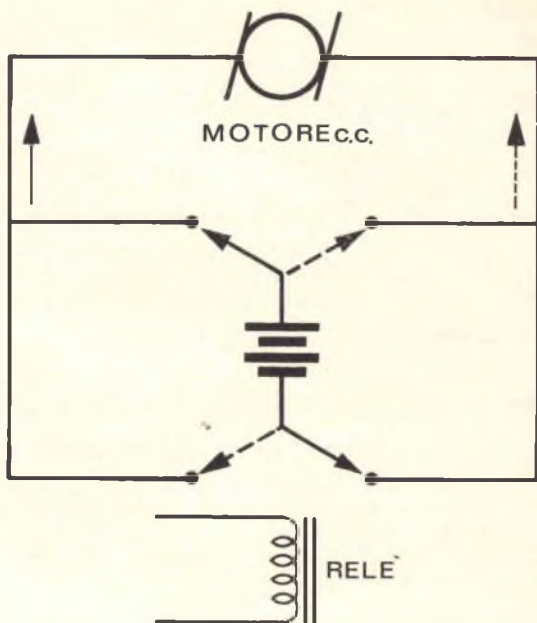


Fig. 3 - Inversione di marcia di un motore per modello ridotto, mediante inversione della polarità di alimentazione comandata da un relé.

te, tendendo a ruotare ora in un senso ora nell'altro. Essendo però l'arrivo degli impulsi molto rapido in pratica il motore

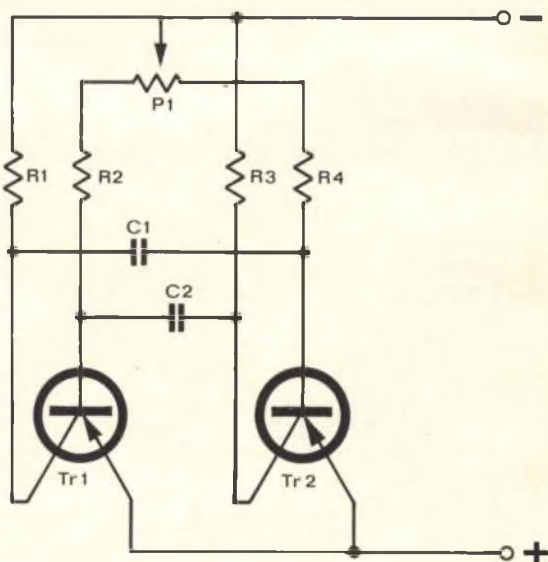


Fig. 4 - Metodo per variare la lunghezza degli impulsi e degli intervalli fra impulso ed impulso mediante l'impiego di un potenziometro.

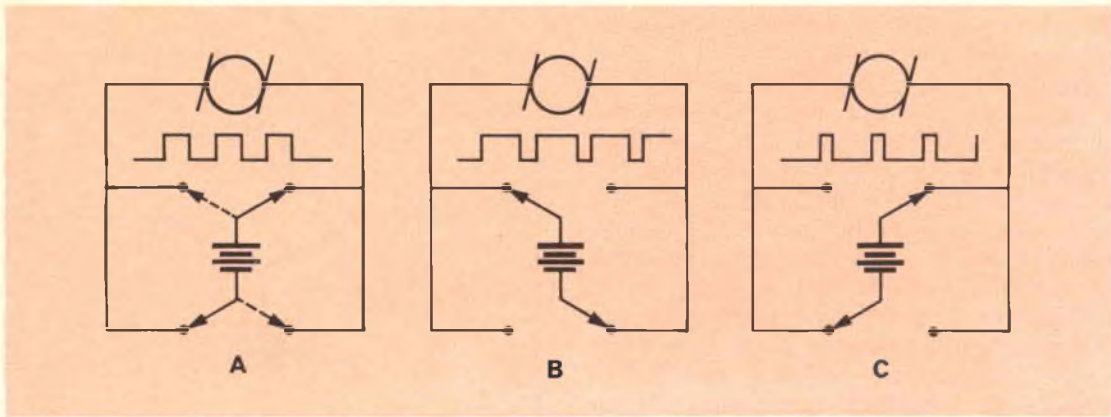


Fig. 5 - Senso di rotazione di un motore comandato mediante degli impulsi.

A = durata degli impulsi uguale alla durata degli intervalli: motore fermo;

B = lunghezza degli impulsi maggiore di quella degli intervalli: il motore gira da destra a sinistra (o da sinistra a destra);

C = lunghezza degli intervalli maggiore di quella degli impulsi: il motore gira da sinistra a destra (o da destra a sinistra).

rimane nella posizione di equilibrio, cioè fermo (figura 3).

Se però si agisce in modo che la simmetria che esiste fra la durata degli impulsi ed i relativi intervalli fra impulso ed impulso, risulti alterata il motore inizierà a girare in un dato senso se la durata degli intervalli è più lunga della durata degli impulsi ed in senso opposto se la durata degli impulsi è maggiore della durata degli intervalli.

Da quanto si è detto risulta evidente che è sufficiente dotare il multivibratore di un dispositivo che permetta di variare la durata degli impulsi per ottenere le suddette condizioni. Ciò in pratica non

presenta difficoltà alcuna: infatti affinché in un multivibratore la durata degli impulsi sia uguale a quella degli intervalli è indispensabile che il valore dei condensatori C_1 e C_2 e quello dei resistori R_2 e R_4 sia perfettamente uguale, pertanto è evidente che variando il valore di uno di essi si vengono ad interrompere le condizioni di equilibrio e di conseguenza della simmetria fra la durata degli impulsi e quella degli intervalli.

Il metodo più semplice, ed anche più pratico, che rende possibile tale differenziazione consiste nel modificare il valore di uno, dei due resistori di base o ancor meglio il valore di entrambi: ciò come

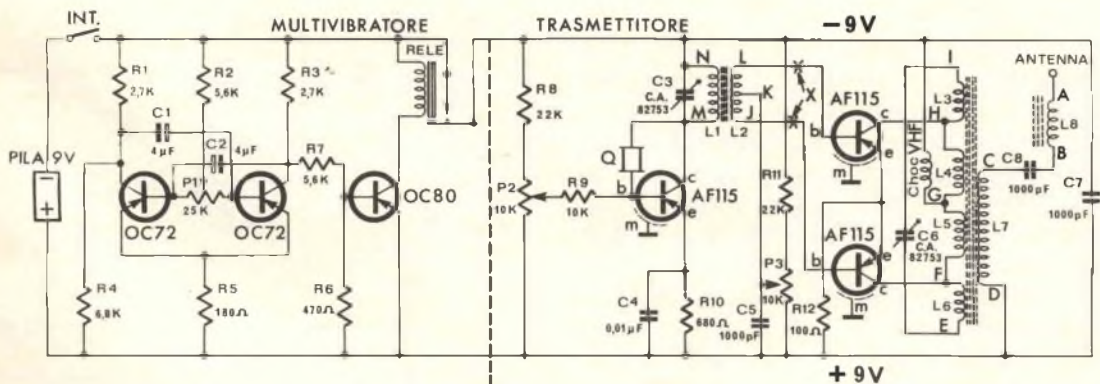


Fig. 6 - Esempio di trasmettitore per comando proporzionale con multivibratore.

mostra la figura 4 è facilmente realizzabile. Il potenziometro P_1 permette infatti di variare contemporaneamente i valori dei due resistori di base, e di conseguenza quello delle due tensioni di base dei transistori, di modo che quando il potenziometro è spostato in un dato senso si ha un allungamento della durata dell'impulso ed una diminuzione dell'intervallo e viceversa si ha un allungamento dell'intervallo ed una diminuzione della durata dell'impulso quando il potenziometro stesso viene portato verso il senso opposto. Naturalmente il passaggio avviene in modo graduale ed è per questo che il comando viene definito proporzionale.

Naturalmente il circuito del mutivibratore dovrà essere regolato in modo che il

cursore del potenziometro venga a trovarsi nella posizione centrale quando la durata degli impulsi corrisponde esattamente alla durata degli intervalli, mentre spostando il cursore stesso in un senso o nell'altro il rapporto fra le due entità deve aumentare o diminuire.

Pertanto gli impulsi di uscita del multivibratore potranno essere utilizzati in questo caso per comandare il relé in modo da ottenere i risultati illustrati in figura 5.

La figura 6 si riferisce ad un apparecchio trasmettente per radiocomando proporzionale.

In un prossimo articolo parleremo delle altre possibilità di applicazione del comando proporzionale.

PERSONAL

TV

PER ASCOLTARE RADIO E TV SENZA DISTURBARE NESSUNO.

Per godervi la trasmissione preferita anche sino a tarda ora, senza disturbare il bimbo che dorme o il vicino che riposa.

Può essere usato contemporaneamente da due persone.

Richiedete opuscolo gratuito.



ACUSTICA VACCA
Via Sacchi, 16 - Torino

Reperibile presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.

VITTORIA SOLINAS





ecco le nuove scatole di montaggio per hobbisti e radioamatori



UK 900 *
905



UK 910 *
920



UK 915 *
925



UK 930 *



UK 935 *

UK	DESCRIZIONE	IMPIEGO
900	Oscillat. 3 ÷ 20 MHz	Oscil. quarzato campione
905	Oscillat. 20 ÷ 60 MHz	Oscil. quarzato campione
910	Miscel. RF 2,3 ÷ 27 MHz	Miscelat. per convertitori
920	Miscel. RF 12 ÷ 170 MHz	Miscelat. per convertitori
925	Amplificat. 2,3 ÷ 27 MHz	Amplificat. d'antenna
915	Amplificat. 12 ÷ 170 MHz	Amplificat. d'antenna
930	Amplificat. 3 ÷ 30 MHz	Amplificat. di potenza
935	Amplificat. L.B. 20 Hz ÷ 150 MHz	Amplificat. d'antenna o di F.I.

Realizzazioni interessanti:

Generatore Marker:

UK 900

Convertitore per segnali forti: 3 ÷ 20 MHz:

UK 900 + UK 910

Convertitore per segnali forti: 20 ÷ 180 MHz:

UK 905 + UK 920

Convertitore per segnali deboli 3 ÷ 20 MHz:

UK 925 + UK 910 + UK 900

Convertitore per segnali deboli 20 ÷ 180 MHz:

UK 915 + UK 920 + UK 905

In questa rivista sono presentate le scatole di montaggio: UK 900 - UK 905 - UK 910 - UK 920 e UK 930.

Nel numero scorso sono state pubblicate le scatole di montaggio: UK 915 - UK 925 e UK 935.

* **Prezzo netto: L. 4700 cad.**

PROGETTO DI PARAMETRI PER THYRISTOR DI POTENZA

L'ABC DELLA
ELETTRONICA

Il thyristor è un raddrizzatore al silicio controllato che opera in maniera simile ad un thyatron. Esso consiste in due strati di silicio di tipo p e due di tipo n disposti nella sequenza pnpn; ha perciò tre giunzioni p-n con polarizzazione possibile in ambedue le direzioni. Può essere aperto secondo la direzione diretta applicando un impulso di soglia. Ordinariamente i thyristor oggi sono capaci di sopportare tensioni inverse superiori a 2.700 V e correnti continue superiori a circa 600 A. La figura 1 illustra la caratteristica principale di un thyristor.

Caratteristiche statiche

Le tensioni dirette ed inverse di polarizzazione, date dai costruttori di thyristor nei loro cataloghi, sono dei valori massimi che non devono essere superati neanche per un breve tempo. Deve essere quindi stabilito un opportuno margine di sicurezza nel caso di tutti quei sistemi, nei quali ci possono essere degli aumenti di tensione; aumenti di tensione intollerabili possono essere prevenuti mediante opportuni circuiti di protezione. I valori della tensione di polarizzazione vengono applicati soltanto per un dato valore, catalogato, di temperatura. Per una temperatura di giunzione superiore a quella permessa, la tensione diretta di rottura U_{B00} , per esempio la tensione diretta di pola-

rizzazione alla quale il thyristor si apre senza corrente di soglia, cade rapidamente (fig. 2). Durante il lavoro di progetto è perciò necessario far sì che la temperatura massima non sia eccessiva, anche per un periodo di tempo breve, poiché ciò potrebbe provocare la perdita tempo-

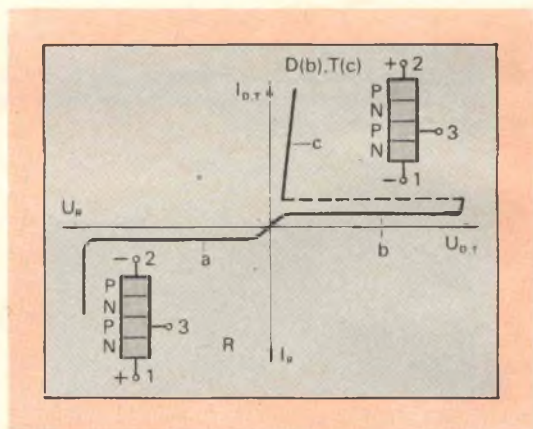


Fig. 1 - Caratteristica fondamentale di un thyristor che si blocca in senso inverso.

- a) caratteristica di polarizzazione inversa
- b) caratteristica di polarizzazione diretta
- c) caratteristica di conduzione in senso diretto

R senso inverso

D, T senso diretto

U_R , U_D tensione inversa e tensione diretta

I_R , I_{DT} corrente nel senso inverso e nel senso diretto

1, 2 terminali principali (catodo e anodo)

3 terminale « gate »

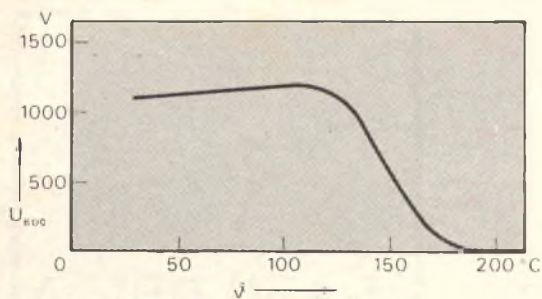


Fig. 2 - Temperatura di risposta per tensione di rottura diretta U_{B00C} .

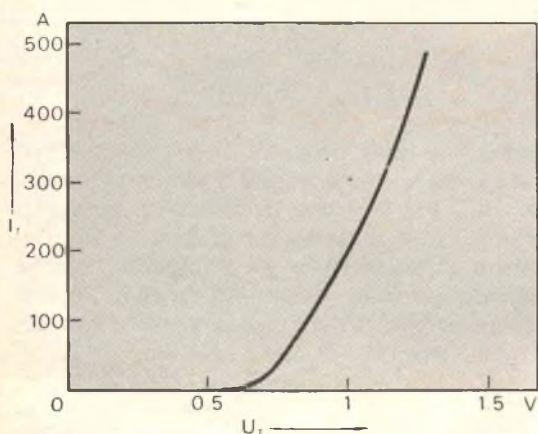


Fig. 3 - Caratteristica di conduzione (la C della caratteristica principale di fig. 1) di un thyristor con area attiva di 150 mm^2 .

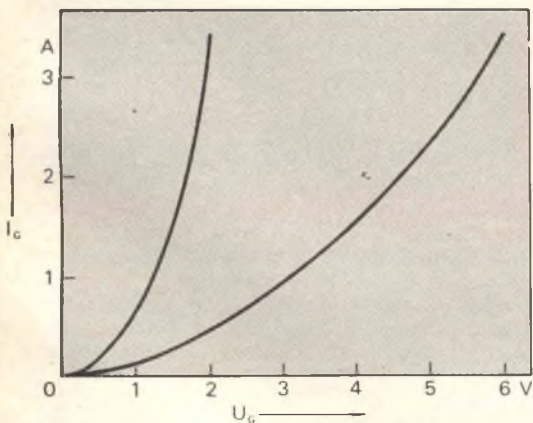


Fig. 4 - Caratteristica « gate » di un thyristor: corrente gate trigger I_G in funzione della tensione gate trigger U_G .

ranea della funzionalità della polarizzazione diretta.

Caratteristica di conduzione

La caduta della tensione diretta dipende dal progetto concepito per il thyristor, dal livello di corrente e dalla temperatura. Tale tensione è compresa tra $0,8 \text{ V}$ e 2 V . Le perdite quando vi è conduzione, per esempio, le perdite di potenza tra le due connessioni principali dentro i thyristor, quando il thyristor è stato attivato, possono essere determinate in base alle curve illustrate in figura 3, oppure si possono dedurre da funzioni equivalenti, tabulate, relative allo stato di conduzione.

Queste perdite dipenderanno dal thyristor usato, dal livello di corrente che si desidera e dal tipo di circuito. Il sistema di raffreddamento richiesto dipenderà notevolmente dalle perdite medie e dalle perdite dovute alla resistenza termica del thyristor. Deve essere ricordato che, a causa della bassa capacità termica dei thyristor, correnti di ronzio del carico possono dar luogo ad un alto ed intollerabile picco di temperatura nel cristallo di silicio, anche se la temperatura media non supera il suo limite. Questi processi possono essere calcolati accuratamente con l'aiuto dell'impedenza termica transitoria dei thyristor. I thyristor devono essere protetti da eccessi di corrente, per mezzo di dispositivi che eliminano la sovracorrente oppure, per mezzo di griglie di bloccaggio ed inoltre introducendo dei fusibili appropriati (silized R fusibili).

Caratteristiche di soglia

La caratteristica in figura 4 illustra la relazione tra la corrente trigger di soglia e la tensione trigger di soglia. Tutti i thyristor Siemens possono essere attivati con correnti trigger di soglia $I_{GT} \leq 300 \text{ mA}$ e tensioni trigger di soglia $U_{GT} \leq 2 \text{ V}$, a temperatura ambiente. La corrente trigger di soglia e la tensione trigger di soglia aumentano col diminuire della temperatura.

Per applicazioni che richiedono precisi tempi di triggering, se diversi thyristor vengono connessi in serie od in parallelo, sono assicurate buone operazioni

usando soltanto impulsi che durano da 2 a 5 volte il tempo di durata dell'intensità di corrente trigger di soglia I_{CT} , tabulata, che attiva il thyristor.

Caratteristica di rottura

La caratteristica di figura 5 illustra la tensione diretta di rottura $U_{(Bo)}$, cioè, la tensione diretta di polarizzazione alla quale il thyristor viene attivato da un dato impulso di corrente di commutazione, in funzione della corrente di commutazione.

In assenza di corrente di commutazione il thyristor non commuterà finché la tensione diretta di rottura non raggiungerà il valore U_{Boo} . Ciò può portare al risultato di avere la distruzione del thyristor e per prevenire questo danno devono essere usati circuiti appropriati.

La tensione diretta di rottura cade rapidamente con l'aumento della corrente di commutazione; quando ci si avvicina alla tensione diretta di rottura (che è la tensione tra le due connessioni principali quando il thyristor è attivato) quest'ultima diventa praticamente indipendente dalla corrente d'innescò. La caratteristica della tensione di rottura, che è altamente influenzata dalla temperatura, non permette un controllo verticale in circuiti invertitori, anche se si varia l'angolo di conduzione mediante variazioni del livello della corrente di commutazione. Anche se si assumesse una caratteristica più favorevole, ciò permetterebbe solo una gamma di operazioni, con fase compresa tra 0° e 90° . È scelto perciò in pratica un controllo orizzontale (fig. 6), cioè il gate è pilotato da un impulso la cui fase può essere variata rispetto alla fase della tensione diretta di polarizzazione del thyristor, il che assicura una buona attivazione, sotto una tensione diretta di polarizzazione di 2 V.

Durante la fase inversa di bloccaggio del thyristor, possono essere usati impulsi di soglia soltanto se essi non eccedono i valori tabulati e non si usano affatto se il thyristor si può avariare.

Caratteristiche di commutazione

Tempo di ritardo

Gli impulsi di soglia che raggiungono soltanto il valore delle correnti di com-

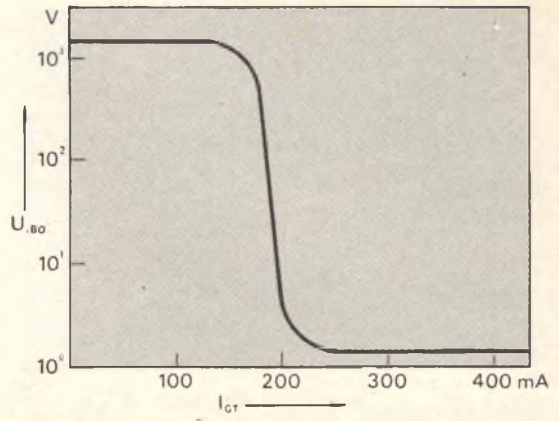


Fig. 5 - Caratteristica della tensione di rottura di un thyristor: tensione di rottura diretta $U_{(Bo)}$ in funzione della corrente gate trigger I_{CT} .

mutazione I_{CT} , come è stato già notato, non sono sufficienti ad assicurare operazioni degne di fiducia. La ragione di ciò è che, quando ad un thyristor viene applicato un impulso di soglia, esso non commuta istantaneamente ma con un certo ritardo di tempo che è denominato « tempo di ritardo tgd » (fig. 7) e che dipende dal livello della corrente di commutazione: può essere in qualche caso compreso tra 0,2 e 100 μs . La connessione in serie di thyristor richiede tempi di commutazione accurati.

Una differenza nel tempo di ritardo da

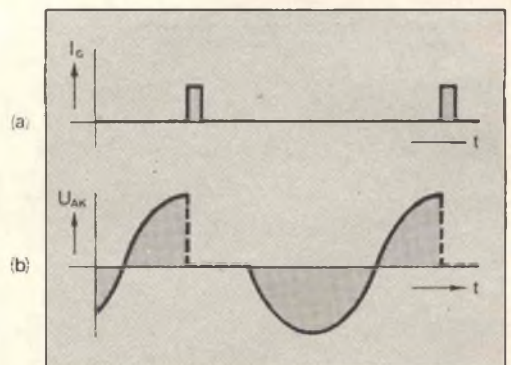


Fig. 6 - Controllo orizzontale di un thyristor.

a) impulso gate

b) caratteristica della tensione principale (tensione tra i terminali principali 1 e 2 di fig. 1).

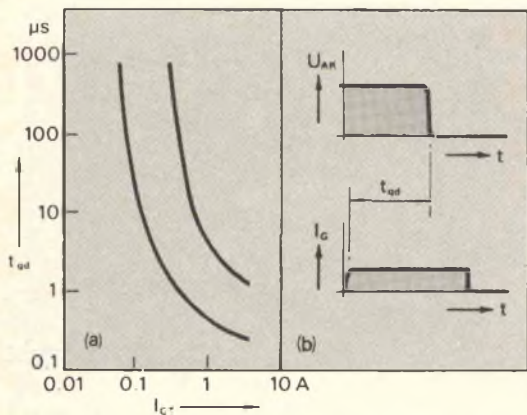


Fig. 7 - Tempo di ritardo. a) tempo di ritardo t_{gd} in funzione della corrente gate trigger I_{GT} . Velocità di salita della corrente trigger $di/dt = 3 \text{ A}/\mu\text{s}$ b) diagramma che definisce il tempo di ritardo $t_{gd} \cdot U_{AK}$ tensione diretta.

2 a 5 μs può causare un sovraccarico di tensione e danneggiare così il thyristor; la stessa cosa avviene considerando il thyristor in parallelo, connessione in cui possono sempre sorgere aumenti improvvisi di corrente.

In questi tipi di circuiti vengono, in questo modo, usati impulsi di soglia con salita da 1 a 3 A in 1 μs .

Valore critico di di/dt

Dopo la commutazione, il thyristor conduce soltanto nelle immediate vicinanze

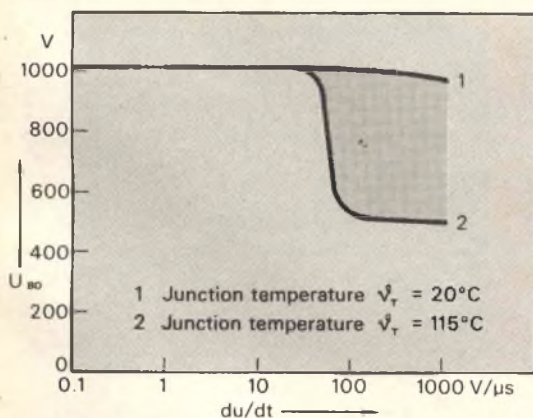


Fig. 8 - Tensione di rottura diretta U_{BO} , in funzione della velocità di salita della tensione du/dt .

della connessione di soglia. La corrente di carico può perciò fluire soltanto in una piccola parte del thyristor. Quando il valore critico di di/dt viene superato, le densità di corrente che si vengono a creare nelle vicinanze della connessione, anche senza alti livelli di corrente, diventano talmente grandi da deteriorare il thyristor. Questo effetto di di/dt risulta più grave per il fatto che la parte di thyristor che per prima ha ricevuto energia non può divenire immediatamente conduttrice. Densità di correnti eccessive ed una grande caduta di tensione danno luogo a perdite dell'ordine di alcuni kW che possono condurre al deterioramento del thyristor. Il valore critico di di/dt di 20 $\text{A}/\mu\text{s}$ oppure 50 $\text{A}/\mu\text{s}$ dato dalle tabelle non deve essere perciò superato.

Gli impulsi di soglia, che vengono usati devono avere una salita da 1 a 3 A in circa 1 μs , altrimenti le perdite specifiche supereranno i limiti accettabili.

Possono essere usati, per usi speciali, thyristor con un di/dt ammissibile di 100 $\text{A}/\mu\text{s}$.

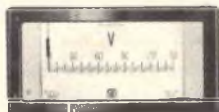
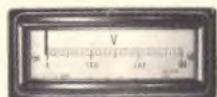
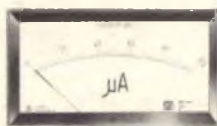
Valore critico di du/dt

Un thyristor si attiva anche se la tensione diretta d'innescò arriva rapidamente a valori inferiori a quelli di rottura. Questo effetto du/dt si spiega col fatto che la zona intermedia della giunzione p-n, dove è applicata la tensione diretta d'innescò, rappresenta una capacità attraverso la quale passa una corrente $I_C = C \cdot du/dt$ che attiva il thyristor quando viene applicata una tensione con rapido tempo di salita. Questo effetto du/dt dipende notevolmente dalla temperatura. Come si può vedere dalla figura 8, ogni valore tabulato di du/dt , affinché sia più comprensivo, deve essere accompagnato dal valore della temperatura e dal livello di tensione raggiunto. Il valore critico du/dt è dato dalle tabelle, per un aumento del 67% della tensione diretta d'innescò, alla temperatura massima di giunzione. Per normali thyristor Siemens, vengono otte-

ITALY
CIC
M

Cassinelli & C

FABBRICA STRUMENTI
E APPARECCHI ELETTRICI DI MISURA



VIA GRADISCA, 4
TELEFONI 30.52.41/47 - 30.80.783 □ 20151 MILANO

DEPOSITI IN ITALIA

BARI - Biagio Crimaldi
Via Buccari 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Fra Bartolomeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvegò 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

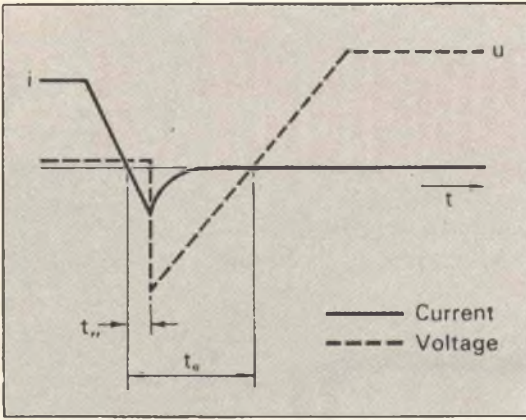


Fig. 9 - Diaframma che rappresenta il tempo di recupero inverso t_{rr} , ed il tempo di non conduzione t_q .

nuti valori di du/dt di $20 \cdot (50) \text{ V}/\mu\text{s}$, alla temperatura di $115^\circ (110^\circ) \text{ C}$, ma sono anche disponibili tipi speciali di thyristor il cui valore critico di du/dt supera $500 \text{ V}/\mu\text{s}$. Deve essere evitata un'attivazione del thyristor a causa di un eccesso del valore critico du/dt , poiché ciò può dar luogo a condizioni di funzionamento difettoso con conseguente deterioramento del thyristor. Il valore di du/dt può essere limitato operando una limitazione in una rete RC, connessa in serie con una induttanza L; si può inoltre ottenere un

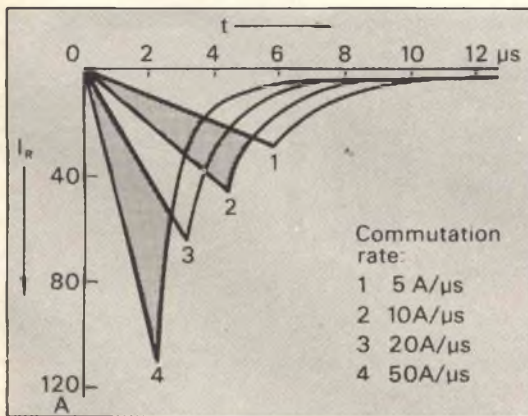


Fig. 10 - Caratteristiche della corrente inversa I_R a varie velocità di commutazione (corrente diretta $I_r = 150 \text{ A}$ e temperatura di giunzione $\theta_j = 115^\circ \text{ C}$).

miglioramento usando correnti di soglia negative.

I thyristor possono sopportare, per lungo tempo, innalzamenti rapidi di tensione senza dar luogo ad inconvenienti, sempre che le tensioni massime che si raggiungono non superino la tensione statica inversa ammissibile.

Tempo di recupero nel senso inverso

I tipi normali di thyristor possono essere attivati normalmente solo da impulsi di soglia, mentre per disattivarli è necessario portare a zero la corrente di carico. Oltre a questi tipi ci sono anche thyristor gate-turn-off, cioè thyristor che possono venire tanto attivati che disattivati senza bisogno di impulsi di soglia; questi ultimi non hanno però ancora assunto molta importanza nel campo dell'elettronica.

Per normali thyristor usati in sistemi di commutazioni di linee in c.a., la corrente di carico viene eliminata mediante commutazione forzata dovuta alla tensione di linea a c.a. La corrente non si annulla subito ma continua a circolare nella direzione inversa, finché si esauriscono i portatori di carica nel thyristor, cioè finché alcuni sono neutralizzati per « combinazione » ed altri « espulsi » dalla corrente. Il thyristor è sottoposto solo allora alla tensione inversa, mentre la corrente inversa tende alla corrente inversa di dispersione, prima molto rapidamente e poi più lentamente. Ciò viene denominato « effetto di immagazzinamento di portatori di carica » ed il periodo di tempo è denominato « tempo di recupero nel senso inverso t_{rr} » (fig. 9).

La corrente inversa dipende notevolmente dalla velocità di commutazione (fig. 10) e può arrivare a superare la corrente diretta. La brusca variazione della corrente inversa, dopo che ha raggiunto il suo massimo valore, dà luogo a tensioni eccessive nell'induttanza della linea a c.a. con conseguente possibile deterioramento del thyristor. Questi sbalzi di tensione devono essere limitati utilizzando reti a RC o accorgimenti simili.

REVOX

LA REALTÀ DEL SUONO



Suono: la dimensione della realtà in cui più fitto si intreccia l'intimo dialogare di esseri e cose.

Suono possente, delicato, armonioso, lacerante, confuso, cristallino, suono che genera sensazioni ed emozioni personali, segrete.

Suono modulato da infinite sfumature essenziali, che soltanto una tecnica di altissimo livello può riprodurre con perfezione assoluta. Tecnica degli apparati Revox, trasparenti al suono.

- Registratore stereofonico professionale a 2 o 4 piste Revox A77
- Amplificatore stereofonico Hi-Fi 40+40 W sinus. -75+75 W di picco Revox A50
- Sintonizzatore stereofonico FM Revox A76
- Radiatori acustici Hi-Fi Revox da 15 a 40 W
- Microfono cardioide dinamico a bobina mobile Revox 3400

Presentati e garantiti in Italia da:



SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano - p.le Zavattari, 12



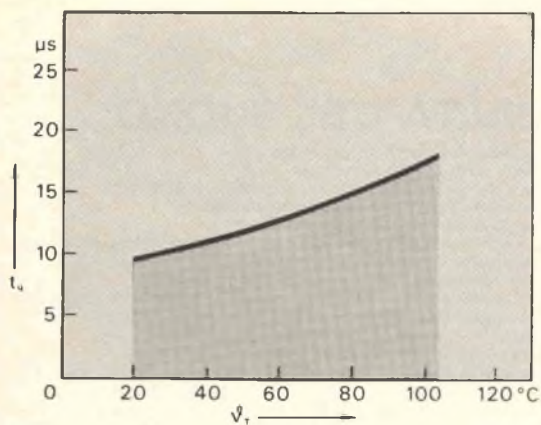


Fig. 11 a - Tempo di non conduzione t_a in funzione della temperatura di giunzione θ_j per thyristor della serie 04.

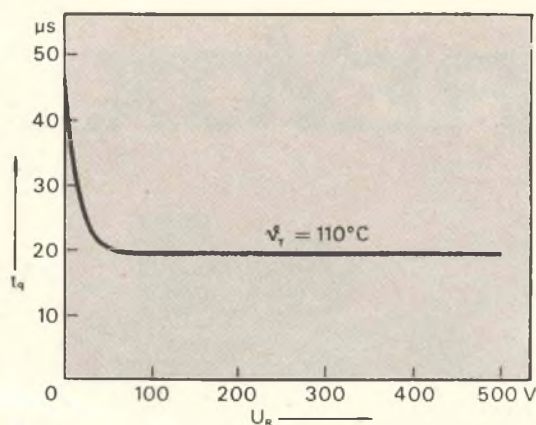


Fig. 11 b - Tempo di non conduzione t_q in funzione della tensione negativa inversa U_k per thyristor della serie 04.

Tempo di disattivazione

Alla fine del tempo di recupero nel senso inverso, la giunzione p-n dalla parte dell'anodo e da quella del catodo diviene non conduttrice, cosicché il thyristor è atto ad essere sottoposto ad una tensione inversa di polarizzazione. Dal momento che nella parte intermedia della giunzione p-n vi sono ancora portatori di carica, l'applicazione della tensione diretta d'innescamento non è ancora possibile. Il thyristor può essere sottoposto alla tensione diretta soltanto quando si esauriscono i portatori di carica. Il ritardo minimo tra il valore zero di corrente diretta ed il primo successivo ritorno della tensione diretta d'innescamento determina il « tempo di disattivazione » t_q (fig. 9). Questo tempo deve essere raggiunto anche nel caso meno favorevole altrimenti il circuito verrebbe sottoposto a condizioni di cattivo funzionamento ed il thyristor potrebbe essere danneggiato.

Nel caso di invertitori di linea commutata a c.a. il tempo di disattivazione è spesso di secondaria importanza, poiché il periodo di tempo durante il quale è applicata al thyristor la tensione negativa inversa, normalmente è più grande del tempo di disattivazione di $300 \div 400 \mu\text{s}$.

Esistono condizioni diverse nel caso di circuiti a « commutazione forzata », nei

quali i thyristor sono disattivati da condensatori. La capacità di questi condensatori è proporzionale al tempo di disattivazione. Dal momento che il tempo di disattivazione impone anche un limite superiore alla velocità di ripetizione, alla quale i thyristor possono lavorare, in sede di progetto sarebbe preferibile poter ottenere brevi tempi di disattivazione. Dato che bassi tempi di disattivazione, alta tensione massima inversa e bassa caduta di tensione diretta sono dei requisiti contrastanti nel progetto di thyristor, sono stati prodotti speciali thyristor, per circuiti a commutazione forzata, che hanno un breve tempo di disattivazione (tipo Siemens BSt 03 e 04), più grande caduta di tensione diretta o una più bassa tensione di disattivazione, rispetto ai thyristor di potenza BSt 02 e 05. Il tempo di disattivazione dipende notevolmente dalla temperatura (fig. 11a). Il tempo massimo di disattivazione di $25 \mu\text{s}$, tabulato per thyristor della serie 04, consente temperature ammissibili di 110°C . In certe applicazioni, il tempo di disattivazione dipende non solo dalla temperatura ma anche notevolmente dal valore della tensione di polarizzazione inversa dopo la commutazione (fig. 11b). Essa sarà raddoppiata bloccando la tensione inversa negativa con diodi connessi in anti-parallelo al thyristor.

CIRCUITI A IMPULSI

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

quinta parte a cura dell'ing. Torcellini

In una parte precedente di questa serie di articoli riguardanti la tecnica degli impulsi, si è trattato del circuito multivibratore. In questo circuito, le griglie di comando dei tubi V_1 e V_2 sono collegate al catodo per mezzo di una resistenza di fuga. Una variante di questo montaggio, applicato in diversi apparecchi di misura, è rappresentata in fig. 1.

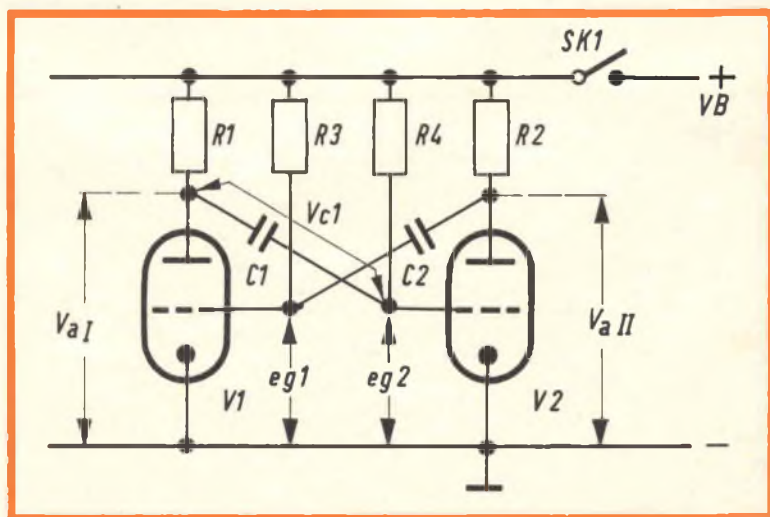
In questo montaggio, le griglie dei tubi rispettivi sono collegate alla tensione di alimentazione per mezzo delle resistenze di fuga R_3 e R_4 . In seguito, vedremo che

questo non cambia per niente il funzionamento del multivibratore.

Supponiamo ora che i tubi siano uguali e che $R_1 = R_2$; $R_3 = R_4$ e $C_1 = C_2$. Durante la chiusura del commutatore SK_1 , la resistenza R_1 sarà per un breve istante attraversata dalla somma della corrente anodica di B_1 e dalla corrente di carica di C_1 .

Allo stesso istante, R_2 è attraversata da una corrente uguale alla somma della corrente anodica di V_2 e della corrente di carica di C_2 . Quando i due condensatori sono caricati, si avrà una posizione di equilibrio rappresentata da:

Fig. 1 - Esempio di circuito multivibratore.



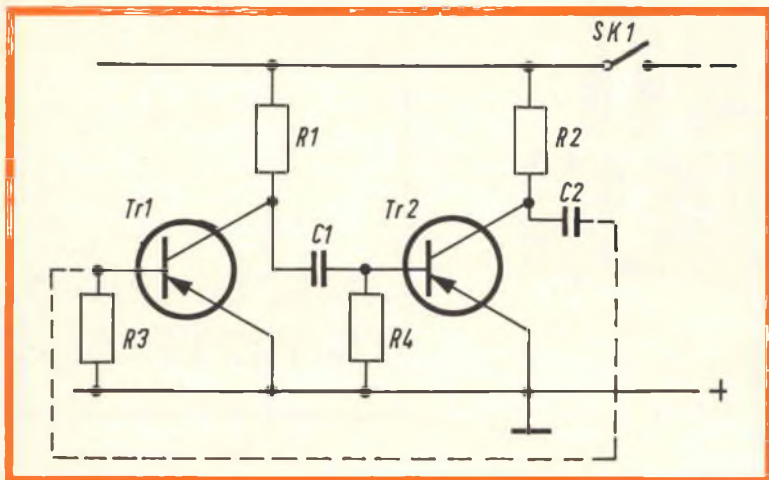


Fig. 2 - Amplificatore a due stadi ad accoppiamento a resistenze.

$$V_{c1} = V_{c2} = (V_B - I_{a1} R_1) = (V_B - I_{a2} R_2)$$

Se, a un certo momento, I_{a1} aumenta, la tensione V_{a1} diminuisce ($V_{a1} = V_B - I_{a1} R_1$). Questo significa che la griglia di comando di B_2 diventerà negativa, poiché:

$$V_{a1} \text{ (diminuisce)} = V_{c1} \text{ (costante)} + e_{g2}$$

La carica di C_1 varia poco durante il periodo molto breve della variazione descritta qui sopra.

Quando la griglia di V_2 diventa negativa, I_{a2} diminuisce e V_{a2} aumenta. Ciò significa che e_{g1} aumenta e diventa positiva, poiché:

$$V_{a2} \text{ (aumenta)} = V_{c2} \text{ (costante)} + e_{g1}$$

Questo fenomeno è cumulativo e termina quando il tubo V_2 è bloccato, mentre la corrente di V_1 raggiunge il suo valore massimo. Durante la fase seguente, il condensatore C_1 si scarica attraverso la resistenza R_4 . La tensione di griglia di

V_2 (e_{g2}) diminuisce fino a raggiungere il punto di rottura.

In questo istante, V_2 si sblocca e il fenomeno qui descritto si ripete. Il funzionamento di questo multivibratore è dunque analogo a quello del multivibratore convenzionale descritto in precedenza. Questo tipo ha il vantaggio di un avviamento più energico.

Nelle diverse varianti dei multivibratori descritti fino ad ora, la funzione dell'elemento amplificatore era sempre assicurata da un tubo. Vedremo ora un multivibratore in cui questa funzione è assicurata da un transistor.

In fig. 2 è stato rappresentato un amplificatore a due stadi ad accoppiamento a resistenze. La tensione alternata al collettore del transistor TS_2 è applicata alla base del transistor TS_1 per mezzo di una capacità. Notiamo anche che solo gli ele-

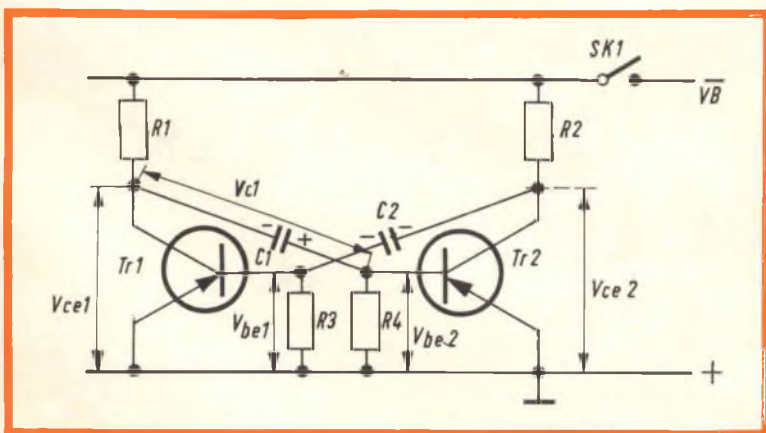


Fig. 3 - Variante dell'amplificatore a due stadi.

menti necessari per la spiegazione del multivibratore sono stati rappresentati al fine di non complicare inutilmente lo studio del funzionamento. Le resistenze e i condensatori impiegati per la compensazione delle variazioni di temperatura sono dunque stati omessi. In fig. 3, lo stesso montaggio di fig. 2 è rappresentato nel modo usuale.

Supponiamo di nuovo che i due transistori siano identici e che:

$$R_1 = R_2 \quad C_1 = C_2 \quad R_3 = R_4$$

Al momento della chiusura di SK₁, una corrente attraverserà le resistenze R₁ e R₂. La resistenza R₁ è attraversata da una corrente uguale alla somma della corrente di collettore di TS₁ e della corrente di carico di C₁.

Allo stesso momento, una corrente uguale alla somma della corrente di collettore di TS₂ e della corrente di carico di C₂ attraversa la resistenza R₂.

Dopo un breve istante (che dipende dal valore di R₁ - C₁ e R₁ di TS₂ rispettivamente R₂ - C₂ e R₁ di TS₁), i condensatori C₁ e C₂ saranno caricati e le resistenze non saranno attraversate che dalla corrente di collettore dei transistori. Si raggiunge allora una posizione di equilibrio.

Se la corrente I_{c1} del transistor TS₁ aumenta, la tensione V_{ce1} = V_B - I_{c1} R₁ diminuisce.

La tensione V_{be2} diminuisce poiché:
V_{ce1} (diminuisce) = V_{c1} (costante) + V_{be2} (diminuisce)

La tensione V_{c1} non cambia praticamente durante questo breve periodo.

Quando V_{be2} diminuisce, la base del transistor TS₂ diventa meno negativa rispetto all'emettitore e la corrente di collettore di TS₂ diminuisce. Ne risulta un aumento della tensione V_{ce2} per il fatto che V_{c2} = V_B - I_{c2} R₂ e che:

$$V_{ce2} \text{ (aumenta)} = V_{c2} \text{ (costante)} + V_{be1} \text{ (aumenta)}$$

In altre parole, la differenza di tensione fra base ed emettitore di TS₁ aumenta e provoca un aumento della corrente di collettore di TS₁. Questa reazione è cumulativa e termina quando la corrente di collettore di TS₁ ha raggiunto il suo valore massimo e il transistor TS₂ è bloccato. Durante questo intervallo, il condensatore C₂ si è caricato attraverso il transistor TS₁ e la resistenza R₂ di carica. Al mo-

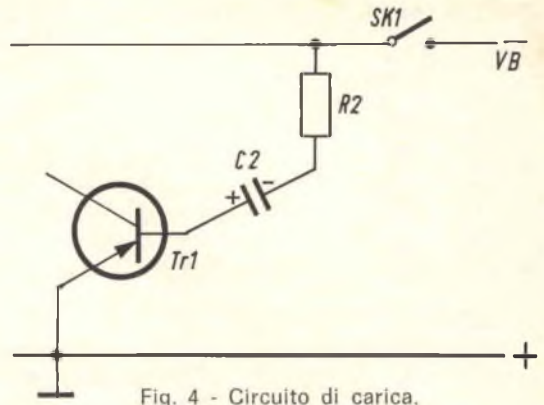


Fig. 4 - Circuito di carica.

mento in cui il transistor TS₂ è bloccato, il condensatore C₁ si scarica attraverso la resistenza R₄ in parallelo sulla resistenza base-emettitore del transistor TS₂.

Questo circuito di scarica è stato rappresentato separatamente in fig. 5. Nel momento in cui la capacità C₁ si scarica al punto che V_{be2} = 0, il transistor si sblocca e il ciclo spiegato qui sopra si ripete. Dopo le descrizioni dei multivibratori che abbiamo già studiato, non sarà più necessario insistere su questa questione.

Il transistor

Terminiamo il nostro studio dei generatori a impulsi a funzionamento libero con la descrizione di un circuito impiegato di frequente nei ricevitori televisivi.

In fig. 6, si è presentato il circuito chiamato comunemente transistor.

In questo circuito, si usa, come ele-

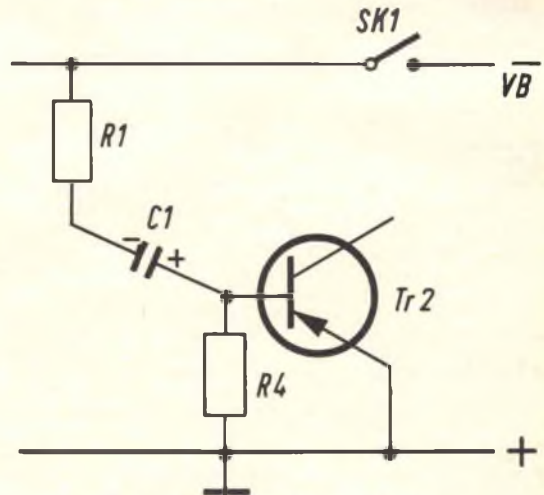


Fig. 5 - Circuito di scarica.

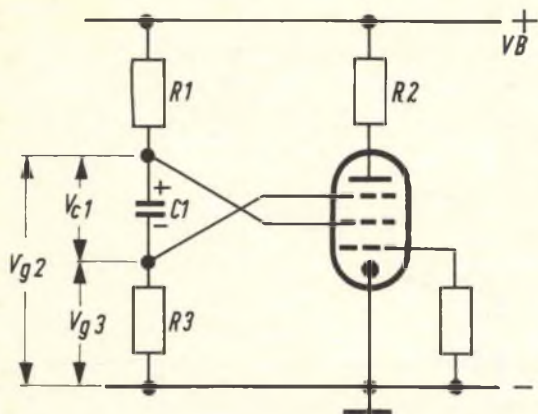


Fig. 6 - Esempio di circuito transitron.

mento amplificatore, un pentodo al posto di un triodo, contrariamente a ciò che abbiamo visto nei circuiti precedenti. È da notare che in questo si potrà ugualmente impiegare un pentodo.

In alcuni apparecchi di misura, si trovano dei multivibratori che funzionano con dei pentodi.

Alfine di spiegare il funzionamento del transitron, è necessario esaminare per prima cosa il pentodo più da vicino. Si sa che un pentodo possiede tre griglie vale a dire che si hanno diverse possibilità per regolare il flusso di elettroni che si spostano dal catodo a un elettrodo portato a un potenziale positivo. Se si collega la griglia di comando (g_1) al catodo e se si applica una tensione positiva alla griglia schermo e all'anodo, la corrente catodica si dividerà in due parti; una parte di questa corrente circola nel circuito di griglia schermo e l'altra parte nel cir-

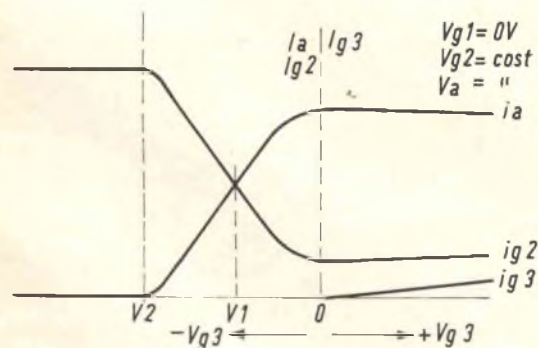


Fig. 7 - Diagramma che lega le correnti di griglia e la corrente anodica in funzione della tensione sulla griglia di soppressione.

cuito anodico. Per mezzo della griglia di soppressione (g_3) si può regolare il rapporto corrente di griglia schermo/corrente anodica. Se la tensione negativa alla griglia di soppressione è abbastanza elevata, la corrente anodica sarà completamente bloccata e tutta la corrente catodica circolerà nel circuito di griglia schermo. Se al contrario la griglia di soppressione è portata a un potenziale positivo rispetto al catodo, la corrente catodica sarà ripartita fra la griglia schermo, la griglia di soppressione e l'anodo. La relazione fra le correnti I_{g2} , I_{g3} e I_a è stata rappresentata in fig. 7 in funzione della tensione sulla griglia di soppressione (V_{g3}). I diversi valori della tensione sulla griglia di soppressione sono stati riportati sull'asse orizzontale.

Se V_{g3} raggiunge 0 V (g_3 collegata al catodo) la corrente anodica è molto più elevata della corrente di griglia schermo, mentre che la corrente di griglia di soppressione è praticamente nulla. Se una tensione negativa crescente è applicata alla griglia di soppressione (se ci disponiamo lungo l'asse orizzontale di fig. 7, dal punto 0 verso sinistra), si vede allora che la corrente anodica diminuisce mentre la corrente di griglia schermo aumenta. Se la tensione sulla griglia di soppressione raggiunge un valore negativo V_1 , la corrente anodica e la corrente di griglia schermo hanno lo stesso valore e sono uguali alla metà della corrente anodica. Se la tensione negativa alla griglia di soppressione aumenta, la corrente anodica diminuisce ed è completamente bloccata alla tensione V_2 .

La corrente di griglia schermo è allora uguale alla corrente catodica. Se la griglia di soppressione è resa più positiva rispetto al catodo (se ci disponiamo verso la destra sull'asse orizzontale di fig. 7), la corrente catodica si divide fra l'anodo, la griglia di soppressione e la griglia schermo. In altri termini:

$$I_a + I_{g2} + I_{g3} = I_k$$

Allo scopo di spiegare il funzionamento del transitron, supponiamo per un momento che il collegamento del catodo del pentodo sia interrotto. Allora non circola nessuna corrente nel tubo. Se la tensione di alimentazione V_B è collegata al circuito, il condensatore C_1 si caricherà alla tensione $V_{c1} = V_B$ e si raggiunge una posi-

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

20121 MILANO

Via Moscova, 40/7 - Tel. 667.326 - 650.884

00182 ROMA

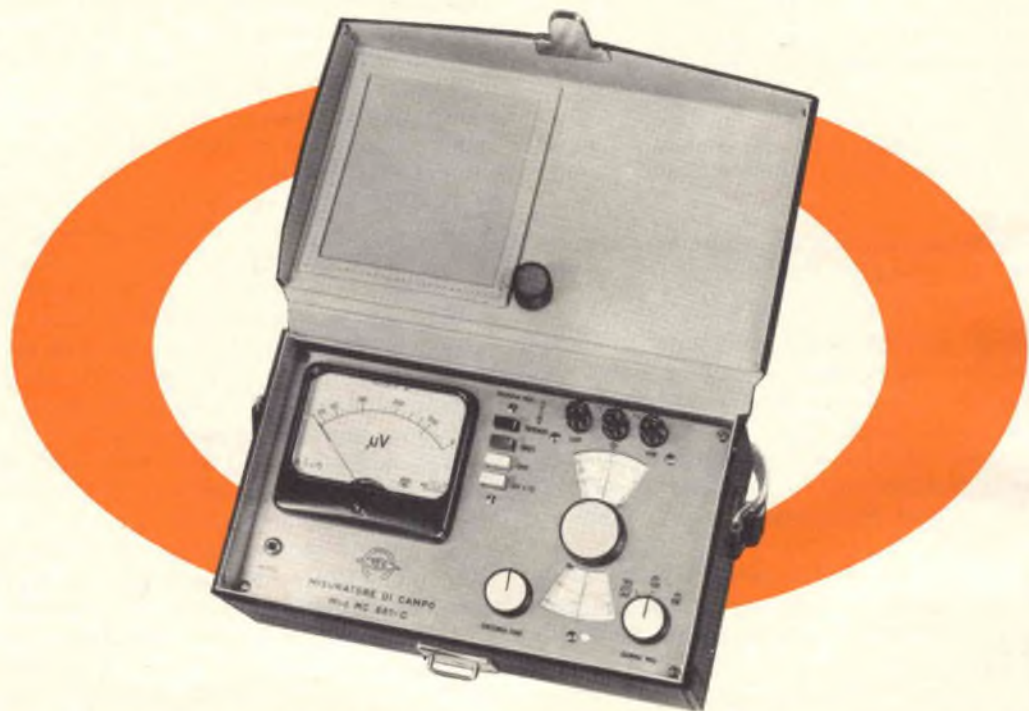
Via Saluzzo, 49 - Tel. 727.663



MISURATORE INTENSITA' DI CAMPO Mod. MC 661 C

Pratico, maneggevole e robusto, è lo strumento indispensabile per l'installatore di antenne TV ed FM. Totalmente transistorizzato al silicio, alimentato da una comune pila da 4,5V con autonomia di oltre 100 ore e provvisto di borsa a tracolla, esso risulta facilmente trasportabile e comodo anche per rilievi in disagiate posizioni.

La sintonia continua consente di effettuare misure di segnali, interferenze o disturbi per qualsiasi frequenza compresa nelle bande TV ed FM e soprattutto di poter misurare separatamente l'ampiezza delle due portanti TV, video e audio.



Campo di frequenza VHF:

Campo di frequenza UHF:

Impedenza d'ingresso:

Sensibilità:

Precisione in frequenza:

Precisione sensibilità:

Semiconduttori impiegati:

Alimentazione:

Dimensioni:

Peso:

41 ÷ 65 65 ÷ 108 155 ÷ 270 MHz

470 ÷ 830 MHz

75 Ω sbilanciata, 300 Ω bilanc. con balun

da 20 µV a 10.000 µV, sino a 0,1 con atten, est. migliore del 2 %

3 dB in VHF e 6 dB in UHF

complessivamente n° 10

pila normale da 4,5 V, autonomia 100 ore

23 x 13 x 9 cm.

Kg. 2 circa

Un primato che ci rende orgogliosi: oltre 10.000 installatori e tecnici TV, sparsi in tutto il mondo, usano questo apparecchio.

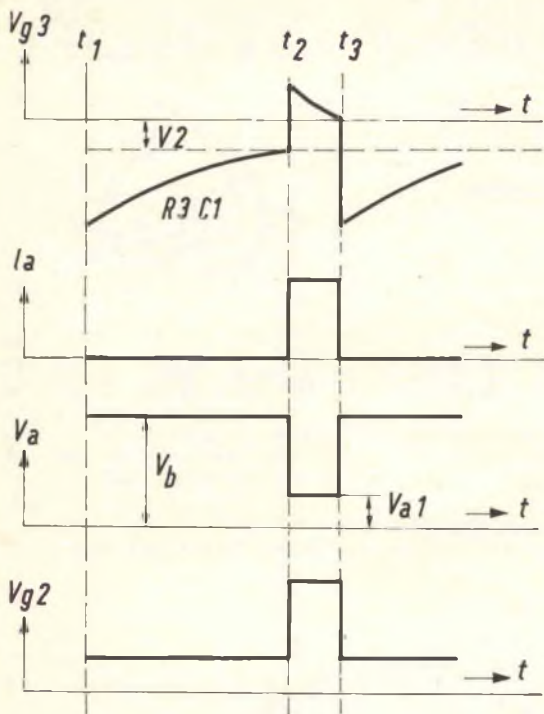


Fig. 8 - Andamento delle tensioni anodica e di griglia e della corrente anodica.

zione di equilibrio. Sul pentodo si troveranno le tensioni seguenti:

$$V_a = V_b; V_{g2} = V_b \text{ e } V_{g3} = 0$$

Se il collegamento del catodo viene ristabilito, il pentodo è incorporato nel circuito. Ne risulterà una corrente anodica e una corrente di griglia schermo. Di conseguenza all'apparizione della corrente di griglia schermo, la tensione di griglia schermo cade bruscamente da V_b a $(V_b - I_{g2} R_1)$.

Il condensatore C_1 essendo incapace di seguire questa rapida variazione di tensione, la comunica alla griglia di soppressione:

$$V_{g2} \text{ (diminuisce)} = V_{c1} \text{ (costante)} + V_{g3} \text{ (diminuisce)}.$$

La griglia di soppressione diventa bruscamente molto negativa e la corrente anodica è bloccata. La tensione anodica aumenta per questo fatto rapidamente da $(V_b - I_a R_2)$ alla tensione V_b . Questa è la situazione tale e quale è stata rappresentata al momento t_1 della fig. 8.

Il condensatore si scarica attraverso la resistenza R_3 e la resistenza interna del pentodo (R_{g2k}) e la tensione V_{c1} diminuisce. La griglia di soppressione diventa meno negativa poiché:

$$V_{g2} \text{ (costante)} = V_{g3} + V_{c1} \text{ (diminuisce)}$$

Durante questa scarica, I_a , V_a , I_{g2} e V_{g2} restano in uno stato di equilibrio.

All'istante t_2 della fig. 8, la tensione della griglia di soppressione è diminuita al punto di essere uguale a V_2 della fig. 7. A questo istante, la corrente anodica appare di nuovo e provoca una diminuzione di corrente di griglia schermo.

La tensione di griglia schermo aumenta per questo fatto ($V_{g2} = V_b - I_{g2} R_1$). Questo aumento di V_{g2} è comunicato a sua volta dal condensatore C_1 alla griglia di soppressione e la tensione V_{g3} aumenta allo stesso modo.

Questo aumento si fa molto rapidamente e la griglia di soppressione diventa positiva. In questo istante $V_{g3} =$ positivo, $I_a = \text{max}$, $V_a = \text{min}$, $I_{g2} = \text{min}$, $V_{g2} = \text{max}$.

Quando la griglia di soppressione è positiva, appare una certa corrente di griglia di soppressione. Questa corrente carica il condensatore C_1 e V_{c1} aumenta, mentre la tensione positiva sulla griglia di soppressione diminuisce. Al momento t_3 di fig. 8, V_{g3} è di nuovo di 0 volt e il ciclo spiegato qui sopra ricomincia.

La durata della scarica di C_1 dipende dal valore di C_1 e R_3 e può essere regolata per mezzo della resistenza variabile R_3 .

Nel prossimo numero concluderemo la spiegazione degli oscillatori a rilascio libero con la descrizione del transitron di Miller.

PRODOTTI



VICENZA

36100
VIA MONTE ZOVETTO 65
TEL. 35963

IL TRIAC E LE SUE APPLICAZIONI NEI SISTEMI DI COMANDO IN ALTERNATA

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

prima parte

Il termine TRIAC definisce dei semiconduttori a tre elettrodi (dunque dei TRI-odi) funzionanti in c.a., o AC come dicono gli americani (alternata) che possono essere fatti scattare da un segnale di gate (o per intenderci di griglia) come gli SCR.

La differenza fondamentale fra un SCR ed un TRIAC consiste nel fatto che quest'ultimo, a differenza del primo, può condurre corrente nei due sensi, secondo la polarità del segnale applicato alla gate.

Il principale obiettivo ricercato col TRIAC è stato quello di costruire un materiale di comando funzionante in alternata. Ciò è stato raggiunto in modo brillante particolarmente nelle funzioni più semplici.

La figura 1/a illustra la struttura di un TRIAC. La regione posta fra l'uscita n. 1 e l'uscita n. 2 costituisce un dispositivo P-N-P-N in parallelo con un dispositivo N-P-N-P. Per quanto concerne la gate si tratta di un arrangiamento assai complesso che può funzionare in quattro modi distinti: come una gate di un thyristor, come una normale giunzione comandante a distanza un thyristor complementare, come una gate pilota positiva e come gate comandante a distanza un thyristor

complementare con gate pilota negativa.

La figura 1/b illustra il simbolo di un TRIAC. Poiché in questo caso i termini « anodo » e « catodo » non hanno alcun significato, le connessioni sono indicate semplicemente da numeri. L'uscita T_1 dà il riferimento di tensione e di corrente per la gate all'uscita T_2 .

La caratteristica dei TRIAC è visibile in figura 2, e si ha come riferimento, le tensioni e correnti in T_1 . Nel primo quadrante (Q-I) T_2 è positivo rispetto a T_1 mentre nel terzo quadrante (Q-III) si ha che T_2 è negativo rispetto a T_1 . La tensione di picco ripetitivo V_{BR} deve essere superiore alla tensione di cresta del segnale alternato applicato, altrimenti non è più possibile comandare il dispositivo.

Una corrente di gate, di ampiezza determinata, fa scattare il Triac, a condizione che la tensione applicata sia inferiore a V_{BR} . Se V_{BR} viene superata, anche in modo transitorio, il Triac passerà allo stato conduttore e resterà in questo stato fino al momento in cui la corrente diverrà inferiore a I_H , corrente ipostatica o di mantenimento. Si ha dunque una immunità ai sovraccarichi eliminando così la necessità di protezioni supplementari. Ma talvolta il passaggio allo stato condutto-

Fig. 1

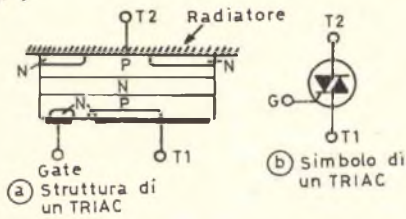


Fig. 2

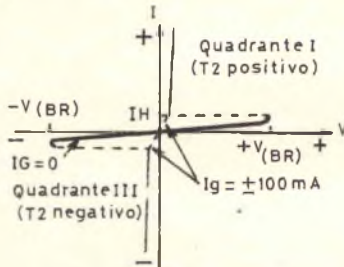
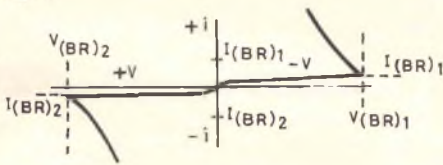


Fig. 3



re del Triac crea un fenomeno transitorio, indesiderabile per il circuito comandato; che deve essere eliminato.

Per i carichi induttivi, lo spostamento fra corrente di linea e tensione di linea fa sì che al momento in cui la corrente si avvicina a I_H e dove il Triac diviene non-conduttore, si ha una certa tensione di linea che appare sul Triac. Se questa tensione appare troppo rapidamente il Triac ridivene conduttore.

Per una buona commutazione, in questo caso, la derivata dV/dt deve essere limitata da un circuito serie RC, posto in parallelo al Triac, a meno di ridurre la corrente, la tensione, lo sfasamento o la temperatura di giunzione.

Dato che il Triac non può essere fatto scattare che con una debole energia di gate nel primo e nel terzo quadrante (fig. 1) il tecnico può scegliere tra i mezzi di comando.

Lo scatto può essere ottenuto con una corrente continua, raddrizzata o alternata ma sempre per mezzo di sorgenti di impulsi quali i transistori unigiunzione, le lampade al neon, i diodi di commutazione — diac — o gli S.B.S. (« Silicon Bilateral Switch »).

I modi di scatto di un Triac sono:

- I+ primo quadrante, corrente e tensione di gate positive.
- I- primo quadrante, corrente e tensione di gate negativa.
- III+ terzo quadrante, corrente e tensione di gate positive.

Fig. 4

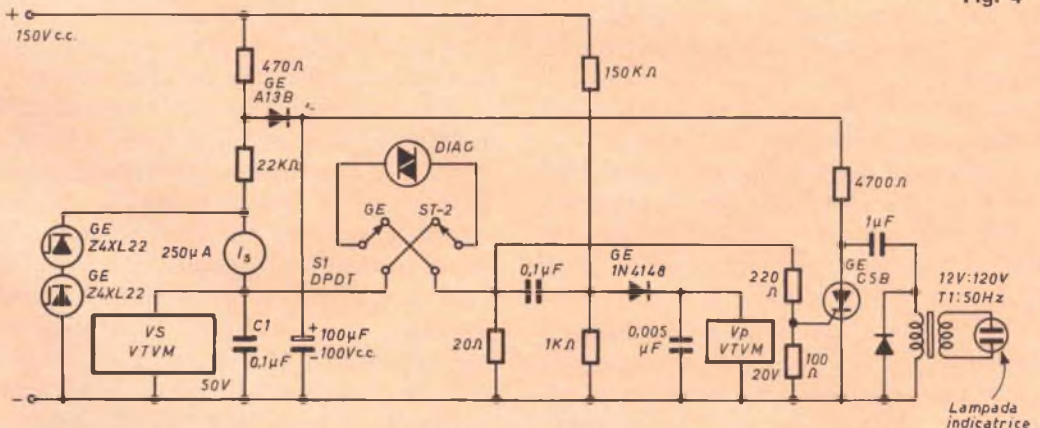
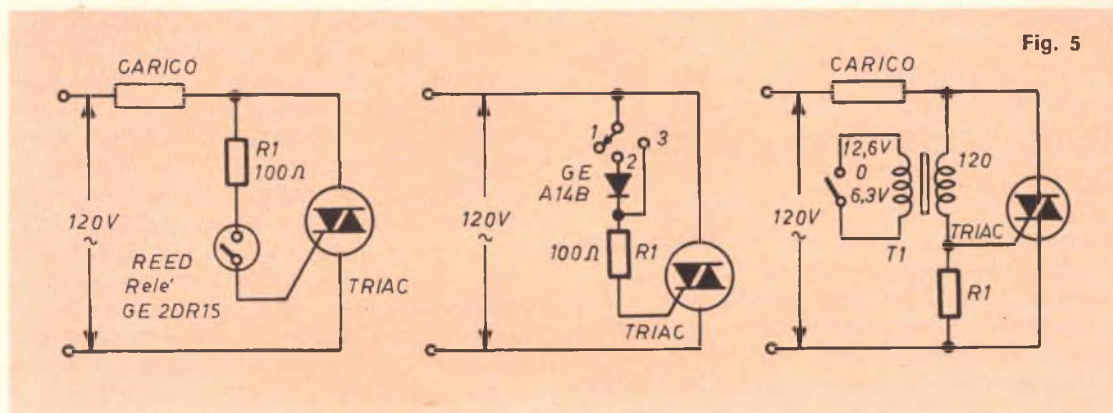


Fig. 5



III— terzo quadrante, corrente e tensione di gate negative.

La sensibilità del Triac è maggiore nei sistemi I+ e III—; è un po' minore nel modo I— e molto più debole del tipo III+.

Generalmente il sistema III+ non viene mai utilizzato.

Il Triac può essere fatto scattare da un Diac che scarica un condensatore di $0,1 \mu\text{F}$ o da un transistor unigiunzione con $V_{\text{BB}} = 20 \text{ V}$, che scarica un condensatore di $0,1 \mu\text{F}$. Con il Diac si impiegano i metodi I+ e III— mentre con l'unigiunzione (UJT) si utilizzano i metodi I— e III—.

IL DIAC

Il DIAC (diode AC-switch) è un componente conosciuto per le sue capacità di far scattare un Triac, ed è adatto anche per lo scatto di un thyristor.

Il diac possiede due tensioni di passaggio (fig. 3), queste sono costituite da due punti in cui il componente passa da una elevata resistenza ad una resistenza negativa. Se si pone un DIAC su un condensatore, la regione a resistenza negativa obbliga il condensatore a scaricarsi repentinamente. La corrente di scarica viene utilizzata per far scattare il Triac e la sua forma è approssimativamente la stessa di quella di un segnale prodotto da una unigiunzione. Ma contrariamente all'unigiunzione, la tensione di « Breakover » è fissa, e il funzionamento del circuito dipende dalla Tensione di sorgente.

La figura 4 illustra un circuito campione

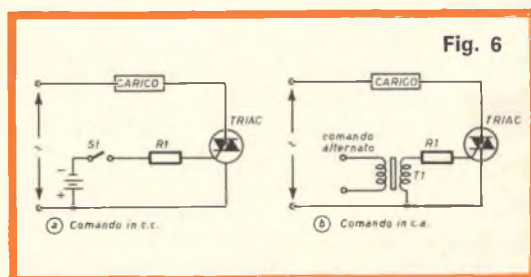
che dà direttamente V_s , I_s , I_p e l'ampiezza dell'impulso di scarica di un condensatore da $0,1 \mu\text{F}$ in una resistenza da 20Ω .

COMMUTAZIONE STATICA

L'impiego di Triac per la commutazione nei circuiti alternati è molto vantaggiosa in rapporto ai commutatori meccanici. Esso consente di comandare delle correnti relativamente elevate per mezzo di una sorgente di debole potenza: non si ha necessità di contatti, non si ha tensione transitoria creata dall'energia induttiva immagazzinata nel carico, ed inoltre, il numero dei componenti è molto limitato.

L'esempio più rappresentativo è quello del commutatore statico di fig. 5/a. Il relé REED può funzionare milioni di volte, per mezzo di un magnete permanente o di un elettromagnete. Poiché i contatti non lasciano passare corrente che durante alcuni microsecondi necessari allo scatto del Triac, una grande varietà di elementi di commutazione di debole potenza può sostituire il relé Reed: relé, termostati, ecc.

La figura 5/b illustra un diodo di debole



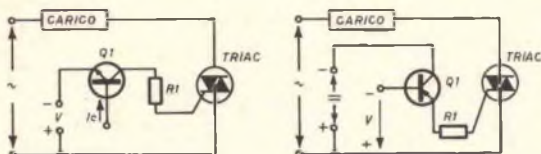


Fig. 7

corrente con una resistenza destinata a limitare le sovratensioni e un commutatore a 3 posizioni che permette di ottenere un comando ugualmente a 3 posizioni. Nella posizione 1 non si ha collegamento con la gate e non si ha conduzione; nella posizione 2 la corrente di gate non scorre che durante un semi-ciclo e la metà della potenza alimenta il carico; nella posizione 3 la corrente di gate non viene raddrizzata e la potenza intera alimenta il carico. Come si vede in figura 5/c il commutatore rotativo può essere sostituito dall'avvolgimento di un trasfor-

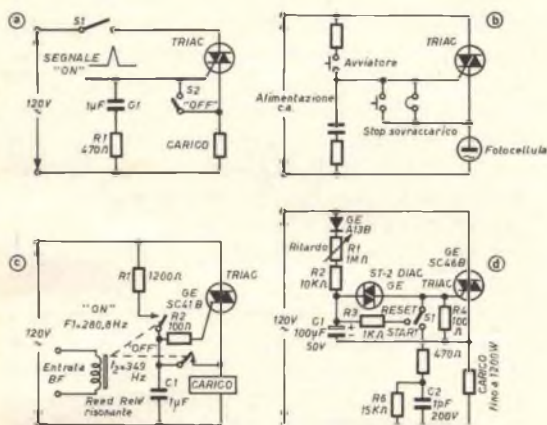


Fig. 8

matore: questo circuito utilizza la differenza d'impedenza al primario, a seconda che il secondario è aperto o in cortocircuito.

Dei relais Reed risonanti possono essere ugualmente impiegati con il Triac della figura 5/a per ottenere delle commutazioni selettive, che non cambiano di stato che in una gamma molto ristretta di frequenza; questo circuito è utilizzato, per esempio con dei segnali codificati d'ingresso a frequenza udibile.

La figura 6 illustra altri circuiti di commutazione a scatto di Triac in continua ed in alternata. L'interruttore S_1 può essere sostituito da un transistor comandato

da un termistore, o da una cellula fotoelettrica, o da altri dispositivi (fig. 7).

La frequenza del segnale alternato della figura 6/b può essere di 50 o 60 Hz, ma frequenze più elevate consentono di ridurre le dimensioni di T_1 . La selettività in frequenza si ottiene accordando T_1 o impiegando dei filtri statici o dinamici per il comando a distanza di un sistema. In tutti i modi, il segnale di scatto deve essere allo stato alto o allo stato basso; la sensibilità di scatto non è tuttavia uniforme e il circuito non si può impiegare come rivelatore di soglia.

La figura 8/a illustra un commutatore a chiusura. Quando una tensione è applicata, il Triac viene immediatamente bloccato e la totalità della tensione di linea appare sul Triac. In questo caso non si ha alcuna caduta di tensione ai capi del carico e siccome la gate deve essere allo stesso livello dell'uscita T_1 del Triac, non si ha alcuna caduta di tensione ai capi di R_1-C_1 , quindi nessuna corrente di gate. Dopo aver fatto scattare il Triac, la tensione di linea appare sul carico e in R_1 e C_1 . La corrente che attraversa R_1-C_1 e la gate è al suo valore di cresta quando la tensione del carico si annulla, il che significa che il Triac viene fatto riscattare tutti i semi-periodi. Poiché questo circuito impiega il sistema di scatto III+ e I-, è necessario impiegare un Triac scrupolosamente scelto.

Un interruttore può bloccare il Triac cortocircuitando la corrente di scatto. La figura 8/b illustra come questo circuito può essere utilizzato come starter di un motore alternato. Sulla figura 8/c il medesimo principio è utilizzato con un relé risonante: due frequenze diverse sono necessarie per portare il Triac in uno o nell'altro stato; questo circuito è visibile nel montaggio di figura 8/d: in cui si ha una commutazione a ritardo.

CONTROLLO DI FASE

Per la realizzazione di un circuito base di un controllo di fase (fig. 9), necessitano solamente quattro componenti.

Il resistore variabile R_1 e il condensatore C_1 costituiscono una cellula di sfasamento.

Quando la tensione ai capi di C_1 si avvicina alla tensione di passaggio V_B del

un televisore tutto vostro

HIGH-KIT

UK 1050



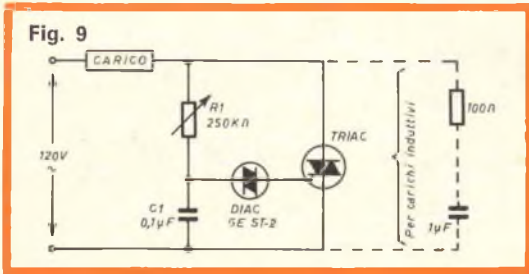
**costruitevi da soli un televisore da 24''
con la Famosa scatola di montaggio
HIGH-KIT**

Questa scatola di montaggio, frutto della grande esperienza HIGH-KIT, è stata studiata e realizzata con l'ausilio delle tecniche più moderne. Possiede la rara qualità di soddisfare le esigenze dei tecnici di ogni livello, dagli amatori ai professionisti. L'UK 1050 grazie alla sua impostazione, costituisce inoltre uno strumento didattico di indubbio valore ed interesse.

* Esclusi mobile e cinescopio



L. 42.500*



DIAC, C_1 si scarica parzialmente nel DIAC attraverso la gate del Triac. Questo impulso fa scattare il Triac che resta nello stato di conduzione durante il semi-periodo seguente. Lo scatto avviene coi sistemi I+ e III—. La semplicità di questo circuito fa sì che esso si renda adatto per applicazioni quali il comando di una lampada, di un radiatore, della velocità di un ventilatore.

L'effetto di isteresi è paragonabile alla

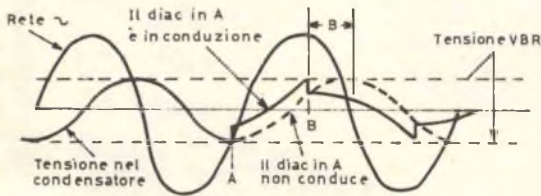
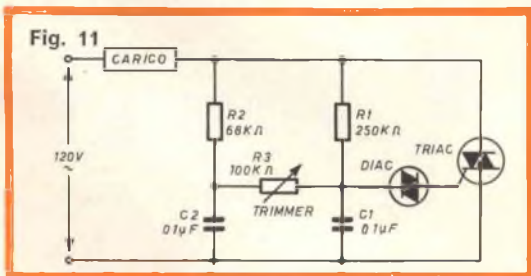


Fig. 10

azione di una lanterna a kerosene: quando si ruota la manopola di comando, la lampada non si illumina che di una certa intensità luminosa; dopo aver acceso la lampada, il chiarore può annullarsi prima dell'estinzione e la lampada non può allora essere riaccesa che portando la manopola di comando ad un livello intermedio. Ciò è dovuto all'effetto di scatto del DIAC sulla tensione del condensatore, come illustra la figura 10. Quando la resistenza del potenziometro R_1 decresce a partire dal suo valore massimo. La tensione del



condensatore cresce fino al momento in cui il Diac viene fatto scattare (al punto A) al termine di un semiperiodo, la tensione ai capi del condensatore diminuisce allora bruscamente di circa la metà; il condensatore si carica alla tensione di scatto del Diac (punto B) il che dà un angolo di conduzione B per il Triac.

L'aggiunta di un secondo filtro R-C (fig. 11) estende il campo d'impiego del controllo e riduce l'isteresi. Il circuito comanda entro il 5% e 95% della potenza nel carico, ma può subire le variazioni della tensione di alimentazione. Quando R_1 è grande C_1 è inizialmente caricato attraverso R_3 dalla tensione di sfasamento che appare attraverso C_2 . Questa azione non apporta solamente uno sfasamento supplementare in C_1 ma consente anche a C_2 di ricaricare C_1 dopo lo scatto del Diac, riducendo così l'isteresi. R_3 è regolato affinché il circuito passi allo stato

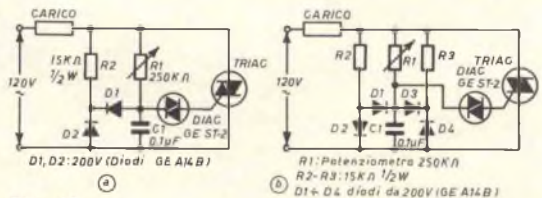


Fig. 12

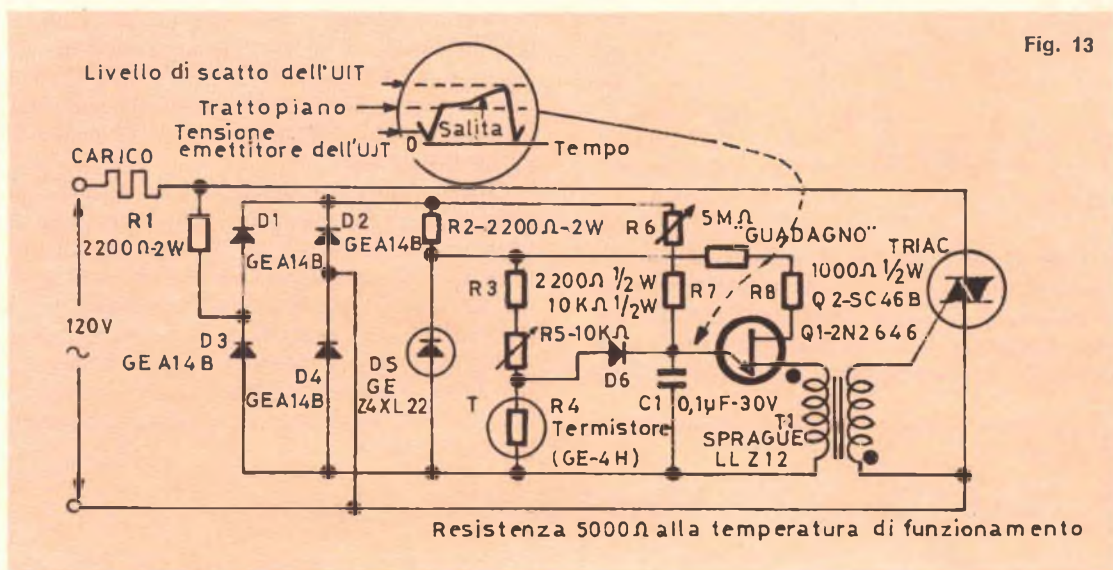
di non conduzione quando R_1 è al suo minimo valore.

Si può eliminare interamente l'isteresi grazie ad uno dei circuiti di figura 12. Il circuito di figura 12/a riporta il condensatore C_1 al medesimo livello dopo ogni semi-periodo positivo, il che fornisce al condensatore una condizione iniziale uniforme. Ciò non di meno questo circuito non può servire per carichi resistivi, poiché l'angolo di accensione non è simmetrico in tutte le applicazioni.

Se si desidera un angolo simmetrico si può utilizzare il circuito di figura 13.

INTERFERENZA RF

Oni volta che un Triac è scattato in un circuito resistivo, la corrente di carica passa da zero al valore di carica in qualche microsecondo. Una analisi in frequenza di una simile funzione di corrente mostrerà uno spettro d'energia infinito, con una ampiezza inversamente propor-



zionale alla frequenza. Con un controllo di fase si ha un impulso di questo tipo, 100 volte al secondo. Nelle applicazioni domestiche (riduzione di illuminazione, per esempio) ciò può divenire incomodo: la ricezione delle radiodiffusioni a modulazione d'ampiezza sarà disturbata da interferenze e diviene allora necessario un filtraggio RF).

Il filtro RF più semplice è un filtro passa-basso L-C. Per una frequenza di risonanza di 50 kHz si avrà una soppressione di rumore dell'ordine di 40 dB.

Come si vede in figura 14 l'induttanza deve trovarsi in serie col terminale 1 del Triac altrimenti le capacità fra la massa e il terminale 2 shunterebbero questa induttanza.

Dalla figura 14 si vede che il circuito L-C e il Triac formano un circuito di scarica risonante in cui lo smorzamento dipende dalla resistenza di carico.

Per valori di Q superiori a 2,5 la corrente nel Triac s'inverte (fig. 15/a) e il Triac può bloccarsi se è sufficientemente rapido.

Questa condizione non è adatta per dei carichi deboli (100 W o meno) o per dei carichi leggermente induttivi che smorzano poco il circuito.

Il circuito L-C si comporta bene con dei carichi un po' superiori, come illustra la figura 15/b. Per dei deboli carichi (riduttore per lampada da 6 W) si deve

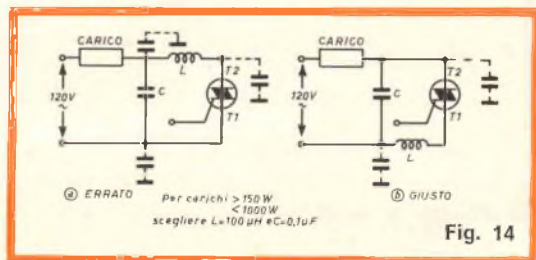


Fig. 14

costruire un ammortizzatore speciale. Ciò può essere realizzato a mezzo di una resistenza e di una capacità come illustra la figura 16.

I TRIAC CON DEI CARICHI INDUTTIVI

Quando si vuole lavorare con dei carichi induttivi bisogna risolvere alcuni problemi fra i quali, il più comune, è quello della commutazione dv/dt .

Questa dv/dt costituisce il tasso di accrescimento della tensione nel Triac imposta dal circuito che sta dietro il Triac (fig. 17). In un circuito induttivo, la corrente è in ritardo rispetto alla tensione

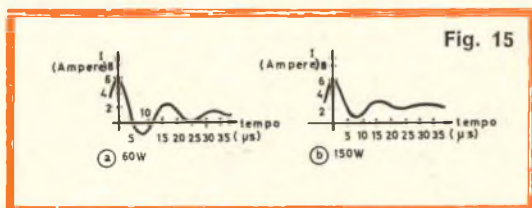


Fig. 15

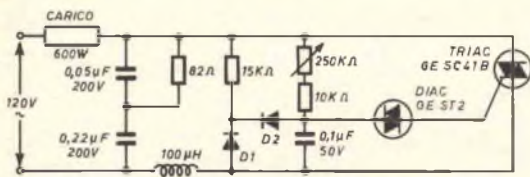


Fig. 16

e può anche annullarsi quando la tensione raggiunge un valore di polarità inversa.

Siccome il Triac tenta ad aprirsi per una corrente nulla e dato che non si ha corrente nell'induttanza, la tensione di re-

In quasi tutti i casi pratici per avere un dv/dt di 1 V per microsecondo, si porrà $R_1 = 100 \Omega$ e $C_1 = 0,1 \mu F$. Il valore esatto di R_1 può essere calcolato per uno smorzamento determinato in un'applicazione particolare.

Oltre l'impiego di una rete R-C è necessario assicurarsi che il Triac possa sopportare il valore dv/dt su dei carichi induttivi. Il costruttore deve indicare questo dato sulle caratteristiche tecniche.

Un'altra caratteristica importante, che riguarda i carichi induttivi dopo lo scatto del Triac, risiede nel fatto che la corrente nel carico aumenta gradualmente nella percentuale di:

$$di/dt = \frac{E}{L}$$

Siccome la maggior parte dei Triac impiegati in controllo di fase viene fatta scattare da un Diac o da una unigiunzione, è importante accertare che la corrente di carico sia minore di 200 mA durante il tempo nel quale l'impulso gate sparisce poiché viceversa, il Triac passa allo stato di non conduzione.

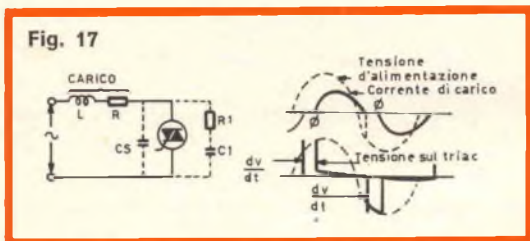
Per calcolare il filtro R-C destinato a fornire al Triac una corrente sufficiente durante l'intervallo di tempo necessario perché la corrente di carico arrivi al valore desiderato, si determina subito la più piccola tensione istantanea di rete, E_F , che farà scattare il Triac. Per esempio, un valore di E_F di 50 V è adatto per una tensione di rete di 120 V. In seguito bisogna trovare il tempo T_1 necessario affinché la corrente di carico raggiunga i 100 mA.

È necessario che la caduta di tensione nel condensatore sia anch'essa di 100 mA. Se indicativamente si prende una corrente iniziale di 300 mA (0,3 A) si ha:

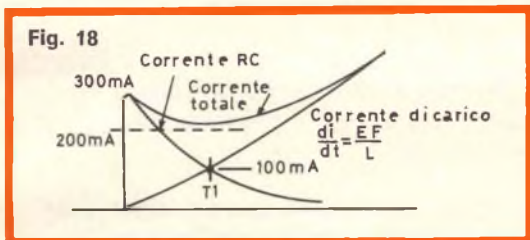
$$R_1 = \frac{E_F}{0,3} \quad \text{e} \quad C_1 = \frac{T_1}{R_1}$$

Il che dà una corrente totale nel Triac superiore a 200 mA (fig. 18). La figura 19 illustra un'altra soluzione di questo problema, in essa la tensione di alimentazione raddrizzata è utilizzata con un thyristor per ottenere un comando continuo. Si vede così che il Triac conduce sino a che la corrente nel carico è prossima ad un valore sopra il quale il Triac diviene non conduttore.

(Continua)

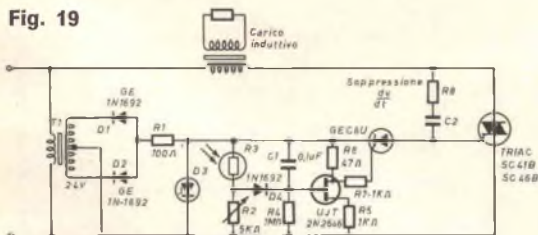


te istantaneamente appare sul Triac, con una costante di tempo fissata dalle capacità parassite e dalla capacità C_s del Triac. Perché il Triac sia bloccato in modo sicuro è necessario limitare la velo-



cità di salita in tensione per mezzo di un condensatore supplementare C_1 . Si deve anche mettere una resistenza R_1 per smorzare le oscillazioni create dalla capacità e l'induttanza del carico, e limitare il salto di corrente quando il Triac è scattato.

Fig. 19



TUTTO SUI CIRCUITI INTEGRATI

tipi, usi, fabbricazione

**ELETRONICA
INDUSTRIALE**

Tutto è cominciato con i satelliti artificiali, i voli spaziali, gli elaboratori elettronici.

Nei congegni spaziali, in cui predomina il materiale elettronico, ogni grammo di peso in più comporta spese enormi; negli elaboratori elettronici, la velocità di risposta richiesta, inferiore ai 2 nanosecondi, fa deplorare il fatto che la velocità della luce rappresenti una grandezza limite. Di fronte a simile esigenze, era inevitabile il fenomeno dello sviluppo rapido della microelettronica.

Si è attualmente arrivati all'exploit di sistemare 1000 elementi su un supporto di 1 cm².

Le possibilità che si prospettano per il futuro, per quel che riguarda i circuiti integrati, possono essere apprezzate se si pensa che essi non soltanto potranno sostituire gli analoghi circuiti (quelli normali) formati però da elementi separati, ma obbligheranno i costruttori a concepire nuove tecniche di dimensionamento e di produzione.

Uno sguardo panoramico su questi moderni dispositivi è destinato a facilitare al lettore la possibilità di tenersi al corrente di queste interessantissime novità.

CHE COS'È UN CIRCUITO INTEGRATO?

Esiste una definizione ufficiale di fonte americana che più o meno dice questo: « Il circuito integrato è una combinazione di elementi di circuiti interconnessi, di-

sposti in maniera inseparabile sulla superficie o all'interno di un supporto continuo ».

Si può tuttavia esprimere la stessa cosa in una maniera più pratica dicendo che il termine di « circuito integrato » è utilizzato per designare un gruppo di elementi elettronici collegati tra loro, mediante una varietà di tecniche di assemblaggio, in maniera tale da soddisfare ad una determinata funzione elettronica.

TIPI E USO DI CIRCUITI INTEGRATI

A seconda delle varie applicazioni, si distinguono tre categorie principali di componenti microelettronici.

1) Circuiti integrati per applicazioni lineari.

Un circuito integrato lineare è un insieme di componenti elettronici destinati ad un funzionamento lineare.

Questi tipi di circuiti integrati sono adatti per l'amplificazione di segnali, per la programmazione, per il controllo. Essi comprendono gli amplificatori di uso generico (audio-frequenze e alte frequenze) e gli amplificatori lineari (differenziali e operazionali).

2) Circuiti integrati per applicazioni digitali.

Essi comprendono la classe dei circuiti logici DTL, TTL, EECL (porte, separatori, bistabili).

C'è da notare tuttavia che la distinzione tra circuiti integrati lineari e circuiti

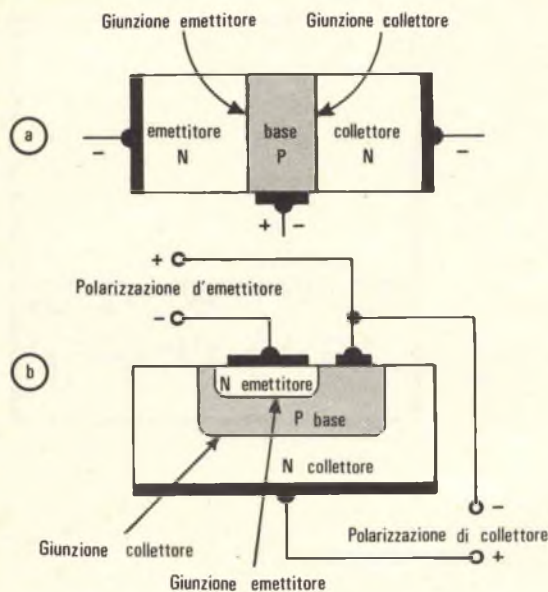


Fig. 1 - Rappresentazione di un transistor NPN (a) disposizione strutturale delle zone PNP (b).

integrati digitali non è rigorosa ed è giustificata solamente in applicazioni altamente specializzate. I due tipi precedenti sono denominati monolitici.

3) Circuiti ibridi.

Tali circuiti, estremamente vari, sono talvolta fabbricati seguendo gli schemi degli utilizzatori.

Per avere un concetto chiaro delle enormi possibilità dei circuiti integrati, conviene richiamare alcuni concetti che permettono una comprensione, sia pure generale, delle basi che regolano la tecnologia dei semiconduttori.

Prima di ogni cosa, per facilitare la presentazione, passeremo in rassegna i principali procedimenti sfruttati nella microelettronica e che servono a darci le microstrutture allo stato solido utilizzate appunto nei circuiti integrati.

Cerchiamo dunque di vedere come è ottenuta la struttura del transistor rappresentato in fig. 1. Esso è un semiconduttore al silicio. Il silicio è un elemento chimico dall'apparenza grigiastra che si trova in natura sotto forma di biossido di silicio e insieme ad altri composti costituenti i silicati.

Il silicio è l'elemento che si trova in natura in maggior quantità dopo l'ossigeno, e costituisce il 28% della crosta ter-

restre (c'è materiale sufficiente per costruire transistor! »).

Nella preparazione del silicio per i dispositivi elettronici, bisogna tener presente le seguenti esigenze:

1) Si esige una purezza estremamente elevata; le impurità che possono essere tollerate devono essere ridotte ad una parte su 10^{10} .

2) Perché il silicio possa funzionare come una giunzione PN (fig. 1), esso deve avere una struttura cristallina continua e regolare. A tal proposito, il silicio deve essere convertito in monocristallo. Nella preparazione del silicio, la prima tappa del procedimento consiste nel ridurre il biossido di silicio (o silice) riscaldandolo con coke in un forno.

Il silicio che ne risulta ha una purezza di circa il 98%.

La tappa successiva consiste nella purificazione della sostanza ottenuta col primo procedimento.

Essa è convertita in un composto, il tetracloruro di silicio, che successivamente è purificato sottoponendolo ad una distillazione ripetuta.

In seguito, il tetracloruro di silicio è nuovamente convertito in silicio tramite un processo di riduzione con idrogeno.

In questo processo, il silicio è disposto sulla superficie di una bacchetta di silicio purissimo e questo materiale subisce tale trattamento finché si arriva ad un diametro di $5 \div 10$ cm.

Utilizzando questo metodo chimico di purificazione si riesce ad ottenere la purezza citata prima, cioè di 1 parte su 10^{10} .

Il silicio si deposita sulla bacchetta sotto forma policristallina e deve quindi essere convertito in forma monocristallina.

La tecnica generalmente utilizzata per produrre del silicio pronto ad essere utilizzato per la produzione dei transistor e dei circuiti integrati è chiamata « tiraggio » del monocristallo.

La fig. 2 rappresenta la disposizione globale dell'installazione. Si dispone il policristallo di silicio all'interno di un crogiolo in quarzo puro, questo crogiolo è situato all'interno di una camera in quarzo traslucido; si mantiene attraverso questa camera un flusso di gas inerte simile all'argon.

Il crogiolo in quarzo è disposto in un

recipiente in grafite che è riscaldato in un forno ad induzione.

Quando il silicio è completamente fuso, si abbassa la sua temperatura ad un valore che è appena al di sopra del suo punto di fusione.

A questo punto, si introduce nella massa fusa un « seme » di cristallo (un pezzettino di monocristallo di silicio).

Il « seme » è posto in rotazione (60 giri/min) e man mano issato su lentamente (2,3 cm all'ora); esso si ingrossa man mano che il silicio fuso si solidifica attorno ad esso. I monocristalli ottenuti in tale maniera sono di forma cilindrica con dimensioni di $2,3 \div 4,6$ cm di diametro e 30 cm di lunghezza.

Per ottenere il tipo N o il tipo P di silicio, il materiale di drogaggio è aggiunto al silicio stesso, mediante un procedimento di diffusione, che ne determina le caratteristiche di conduzione.

LA DIFFUSIONE EPITASSIALE

Consideriamo un'altra tecnica di fabbricazione dei semi-conduttori.

Sovente si ha bisogno di una struttura di altro genere.

In tal caso si applica una tecnica particolare che consiste nella formazione di un piccolo strato di monocristallo di silicio, che presenta determinate proprietà conduttrici, sulla superficie di un'altra piastrina di silicio.

Questa tecnica è chiamata diffusione epitassiale.

C'è da osservare che in questa maniera si possono avere strati di silicio che non hanno che alcune decine di millimetri di spessore.

La pasticca da cui si parte è un monocristallo avente l'orientamento cristallino richiesto. In tale metodo di fabbricazione, si fanno passare delle bolle di idrogeno attraverso un composto volatile del silicio (tetracloruro di silicio) portandolo quindi all'evaporazione. Questo miscuglio costituito da vapore di tetracloruro di silicio e da idrogeno passa quindi in una camera di reazione in cui il monocristallo di silicio è riscaldato ad una temperatura di circa 1200°C . In tale ambiente il tetracloruro di silicio si dissocia e si deposita del silicio sulla superficie della piastrina di monocristallo precedentemente riscal-

data; si ha così la formazione dello straterello epitassiale, che si ottiene per diffusione, alla velocità di 1 micron (0,001 millimetri) al minuto.

Nello stesso tempo, si fa il necessario perché sia assicurata la conduzione dello straterello epitassiale, qualunque sia, in particolare, il tipo di silicio che si vuole (quello P o quello N).

Tali tipi si ottengono introducendo opportune quantità di impurità vaporizzate (elementi di drogaggio del semiconduttore), nella miscela costituita dall'idrogeno e dal vapore di tetracloruro di silicio.

LA DIFFUSIONE SELETTIVA

Il procedimento di diffusione comporta la penetrazione degli atomi delle impurità (che danno il silicio di tipo N o di tipo P) all'interno della piastrina (o pasticca) di silicio. Tutto questo si ottiene riscaldando

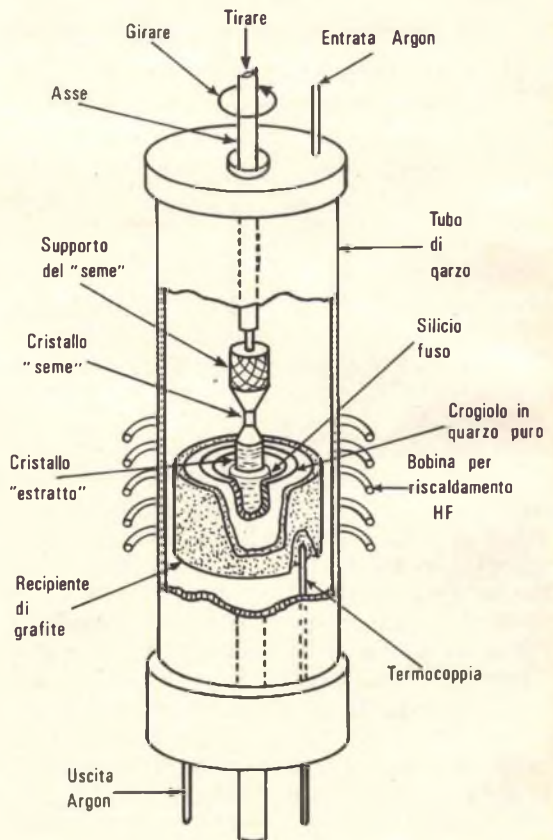


Fig. 2 - Apparecchio per il tiraggio del monocristallo; un elemento di cristallo gira in un policristallo di silicio.

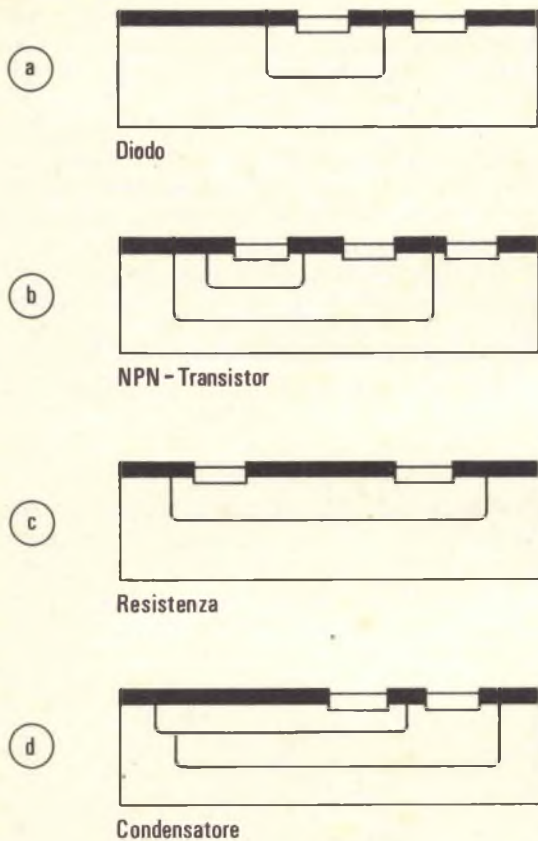


Fig. 3 - Struttura dei componenti elettronici secondo la tecnica dei CI.

la piastrina di silicio, ad una temperatura elevata che si estende dagli 800°C ai 1.250°C, in presenza appunto di atomi di impurità la cui densità è controllata accuratamente.

In pratica questo trattamento si esegue in due tappe successive. La prima tappa consiste nel riscaldamento della piastrina di silicio, in presenza dei vapori di drogaggio; in tal modo si ha la formazione di un'elevata concentrazione di impurità (elementi di drogaggio) sulla superficie della piastrina stessa: è questa la cosiddetta « deposizione ».

In seguito, la piastrina è portata in un altro forno in cui è riscaldata ad una temperatura ancora più elevata; questo perché gli atomi di drogaggio che si trovano sulla superficie della pasticca, possono penetrare, per diffusione, nel silicio: è questo il fenomeno della « diffusione » propriamente detta.

Se un'impurità di tipo P si diffonde su-

perficialmente su una piastrina di tipo N, in una quantità tale che la densità degli atomi del tipo P superino la densità originale degli atomi di tipo N nella piastrina, la superficie della piastrina stessa diventerà di tipo P e si avrà quindi la formazione di una giunzione PN (la parte interna della piastrina infatti è rimasta di tipo N).

Le impurità convenienti per trattare il silicio sono: il boro (impurità di tipo P) ed il fosforo (impurità di tipo N).

A questo punto è bene tener presente un fenomeno estremamente importante e significativo: uno strato di ossido di silicio disposto sulla superficie di una piastrina di silicio impedisce la diffusione, verso l'interno, di alcuni elementi, compresi il boro ed il fosforo.

C'è anche da considerare che l'ossido di silicio può essere facilmente tolto dalla superficie della piastrina, per mezzo di acido fluoridrico, evitando contemporaneamente le corrosioni del silicio stesso. In tal modo, se si fa ossidare una piastrina di silicio riscaldandola in un ambiente carico di ossigeno, quindi successivamente si toglie l'ossido stesso (col procedimento dell'acido fluoridrico) in determinati punti della piastrina, si ha la possibilità di avere il processo di diffusione delle impurità (drogaggio) in determinate zone a scelta.

In particolare questa diffusione selettiva è alla base di tutta la fabbricazione dei circuiti integrati monolitici al silicio. Questo metodo rende possibile la formazione simultanea di un certo numero di componenti separati, su una sola piastrina di silicio, come si vede nella fig. 3.

L'ELIMINAZIONE SELETTIVA

Il procedimento per la rimozione selettiva del biossido di silicio è effettuato con un metodo fotolitografico nel quale si usano delle sostanze fotoresistive. La fig. 4 rappresenta il procedimento tappa per tappa. Dopo l'ossidazione (a), la superficie ossidata della piastrina è rivestita con uno strato di materiale fotoresistivo (b). Si tratta di una sostanza organica che si polimerizza quando è esposta alla luce ultravioletta e, sotto tale forma, resiste agli acidi e ai solventi.

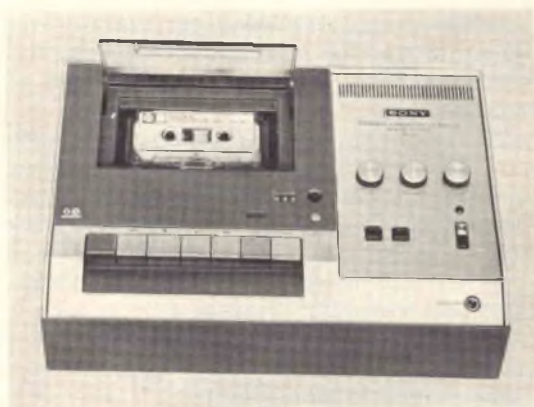
Una maschera fotografica, che ha delle

il super stereo a cassetta **SONY TC-130 WS**



Questo registratore, di linea elegante e di facile impiego, offre registrazioni e riproduzioni di alta qualità. L'amplificatore, interamente transistorizzato, consente un'ottima resa di potenza con una minima distorsione. I circuiti d'entrata e d'uscita, privi di trasformatori, garantiscono un'ampia risposta di frequenza. Il motore sincrono assicura una velocità eccezionalmente stabile. Completo di microfono stereo, tipo F-99 composto di due unità unidirezionali, e di due box.

A quattro tracce stereo e due tracce mono • Dispositivo anti-disturbo • Contagiri e segnalatore ottico di fine nastro • Velocità di trascinamento: 4,8 cm/s • Potenza d'uscita: 6 + 6 W • Risposta di frequenza: 50 ÷ 10.000 Hz • Alimentazione universale c.a. • Prese per microfoni, altoparlanti esterni da 8 Ω ed auricolare • Dispositivo SONY-O-MATIC che assicura il controllo automatico del livello di registrazione • Dimensioni: 338 x 100 x 238 • Dimensioni box: 270 x 270 x 135
ZZ/8620-00



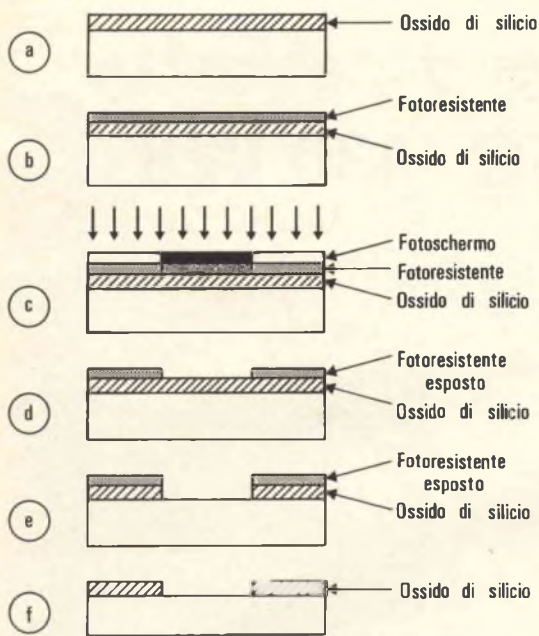


Fig. 4 - Fasi del procedimento fotolitografico per l'eliminazione di zone (a scelta) di biossido di silicio.

- a) Porzione di silicio con strato di ossido (di silicio) sulla sua superficie.
- b) Lacca di materiale fotoresistivo applicata sulla superficie.
- c) Il materiale fotoresistivo esposto ad illuminazione attraverso la fotomaschera.
- d) Un solvente elimina il materiale fotoresistivo non esposto ad illuminazione.
- e) Un disossidante elimina l'ossido di silicio.
- f) La fotoresistenza è tolta per lasciare una « finestra » nell'ossido di silicio.

regioni opache in punti corrispondenti alle zone in cui si vuole togliere l'ossido di silicio, è disposta sopra la piastrina e illuminata con luce ultra-violetta (c).

La sostanza fotoresistiva situata sotto le regioni opache della fotomaschera, resta dunque inefficace all'effetto luminoso e potrà essere eliminata per mezzo di un solvente mentre la sostanza fotoresistiva che ha subito l'effetto luminoso resta attaccata.

Successivamente, la piastrina è cotta per indurire il materiale fotoresistivo, quindi è immersa in una soluzione di acido fluoridrico: in questo modo è possibile togliere l'ossido di silicio nelle zone in cui non c'è la protezione del materiale fotoresistivo polimerizzato (d).

Finalmente, la sostanza fotoresistiva è tolta dalla superficie (e) e la piastrina è vigorosamente risciacquata.

A questo punto è quindi pronta per essere trattata col procedimento di diffusione selettiva, che non potrà aver luogo che attraverso le aperture, denominate « finestre », esistenti sullo straterello di ossido. Ogni volta che l'ossido di silicio deve essere rimosso per avere la diffusione selettiva, si dovrà ricominciare tutto il processo con la sostanza fotoresistiva.

IL TRATTAMENTO PLANARE

Questa tecnica sintetizza quelle precedenti. Le fasi dell'ossidazione, dell'eliminazione selettiva dell'ossido e della diffusione costituiscono la base della planarizzazione che ormai si è affermata come un procedimento fondamentale nella tecnologia dei semi-conduttori. È molto interessante studiare le tappe della sequenza rispettata per la fabbricazione di un transistor planare NPN al silicio. I trattamenti sono effettuati su intere bacchette di silicio aventi circa 35 mm di diametro.

Ogni bacchetta contiene normalmente un grande numero di reti corrispondenti a dispositivi elettronici particolari; alla fine del trattamento, la bacchetta è spezzettata in tante parti individuali. Osserviamo la fig. 5 che illustra tutte le tappe della tecnica di planarizzazione. Una piastrina di silicio del tipo N ossidata (a), poi si aprono delle finestre nell'ossido per la diffusione dell'elettrodo base (b). Si evapora quindi del tribromuro di boro (un liquido); il vapore è mescolato con dell'azoto e passato sopra la piastrina di silicio che è riscaldata ad una temperatura di 850 °C. Notare che il boro costituisce impurità di tipo P. Durante questo procedimento si deposita del boro sulla superficie del silicio. La piastrina di silicio è successivamente trasferita in un altro forno e riscaldata a 1.150 °C in presenza di azoto; questo per un periodo di tempo di circa un'ora. In tal modo si ha la penetrazione per diffusione del boro e la conseguente formazione della giunzione PN alla profondità richiesta.

Durante l'ultima parte di questo procedimento di diffusione, si mescola del vapore all'azoto, cosicché si ha la formazione di un nuovo straterello di biossido di silicio sulla superficie della regione in cui avviene la diffusione (c). Oltre a pe-

netrare per diffusione all'interno del silicio, il boro si diffonde anche lateralmente ed in tal modo la giunzione PN si forma al di sotto dello strato di ossido ed è protetta quindi dalle eventuali contaminazioni superficiali. Questo è un aspetto estremamente importante del procedimento planare. Una profondità di diffusione di 0,1 mm è sicuramente sufficiente per la formazione dell'elettrodo base. La piastrina è ora pronta per un nuovo procedimento di diffusione che serva per la preparazione dell'elettrodo emettitore; si aprono delle « finestre » nel nuovo strato di ossido che si è formato sulla regione base (d); si utilizza il trattamento con la sostanza fotoresistente come è stato precedentemente esposto. Per la formazione di un emettitore di tipo N, si può operare la diffusione del fosforo.

Si produce prima l'evaporazione di ossicloruro di fosforo liquido sulla piastrina di silicio, ad una temperatura di 1.000 °C.

Questo procedimento di diffusione è solitamente ottenuto in una sola tappa e per l'ultima parte del ciclo, si introduce di nuovo del vapore per formare dell'ossido di silicio sulla superficie (e). La profondità della diffusione dell'elettrodo emettitore è di circa 0,06 mm, si ottiene inoltre per la regione di base una larghezza di 0,04 mm tra le giunzioni di collettore e di emettitore. Successivamente si dispongono i contatti metallizzati per la regione di base e di emettitore. Tutto questo è ottenuto col seguente procedimento: si impiega nuovamente il procedimento fotolitografico, aprendo delle « finestre », per i contatti, nell'ossido di silicio (f). Ora si produce evaporazione di alluminio su tutta la superficie della piastrina e si effettua un quarto trattamento con la sostanza fotoresistiva, ma con l'impiego di un'opportuna fotomaschera con cui si possa togliere l'alluminio dalla superficie stessa, salvo dalle finestre previste per i contatti. L'alluminio che resta nelle finestre è successivamente « legato chimicamente » al silicio per poter avere un contatto a bassa resistenza (g). Finalmente, la piastrina è tagliata, con una sega al diamante, in lamelle che costituiscono i comuni transistor. Le lamelle sono in seguito riunite fissandole su un supporto di montaggio (header) che costituisce il contatto del collettore e saldando

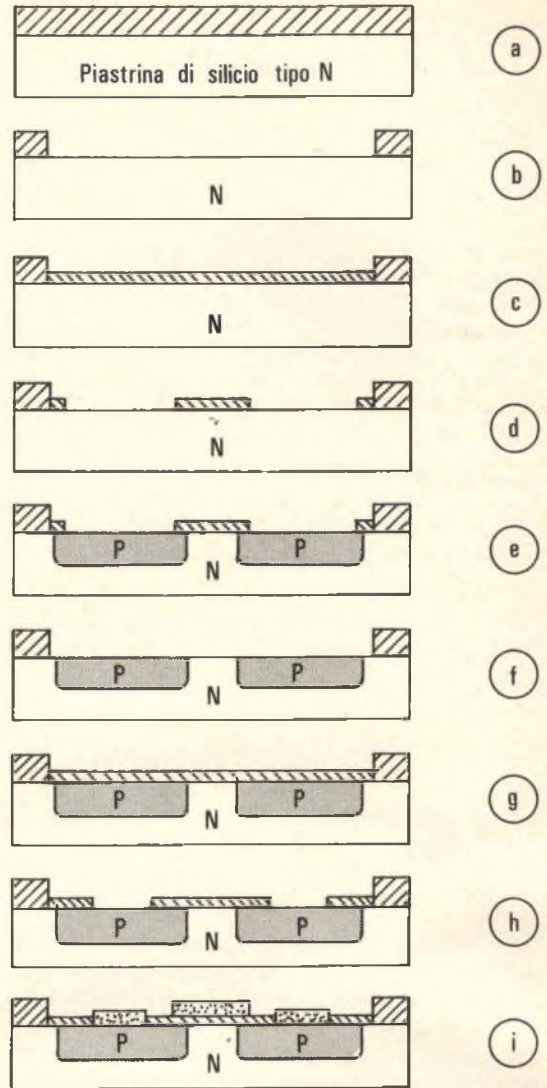


Fig. 5 - Fasi della fabbricazione di un transistor NPN al silicio con la tecnica planare di diffusione.

- a) Posizione del silicio di tipo N ossidato.
- b) Finestra aperta nell'ossido, con il primo trattamento mediante materiale fotoresistivo.
- c) Superficie riossidata nella zona della finestra (strato sottile).
- d) Finestre aperte con il secondo trattamento mediante materiale fotoresistivo.
- e) Penetrazione del boro con procedimento di diffusione per la formazione del « source » e del « drain ».
- f) L'ossido è tolto dalla finestra principale.
- g) Formazione dell'ossido per la zona-gate.
- h) Finestre aperte per i contatti del source e del drain con il terzo trattamento a materiale fotoresistivo.
- i) Deposito dei contatti in alluminio, poi loro definizione, per la quarta volta, con il trattamento a materiale fotoresistivo.

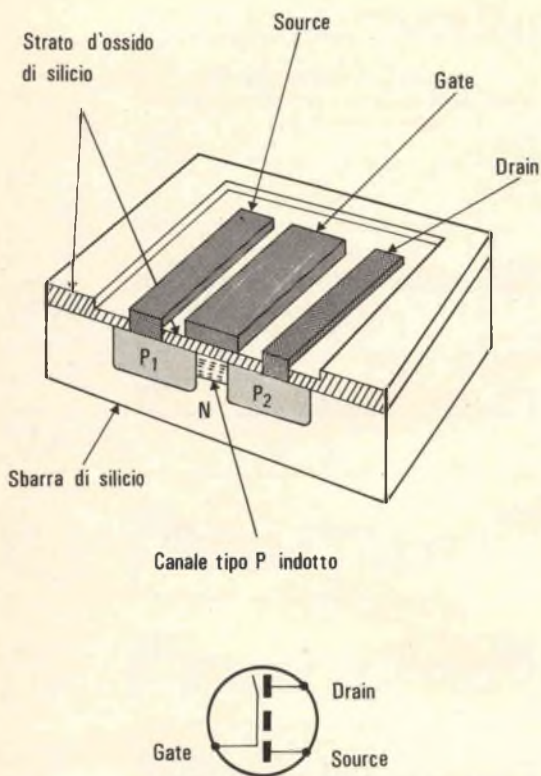


Fig. 6 - Struttura del transistor MOS e simbolo per il tipo a canale P.

dei terminali di connessione alla base e all'emettitore (h). Si vede dunque che tutti i trattamenti sopra descritti sono effettuati sulla superficie superiore della piastrina e che le tre zone o regioni (di emettitore (di base e di collettore) sono su una stessa superficie piana; di qui viene il nome di transistor « planare ».

Cambiando solamente alcuni dettagli strutturali della fotomaschera, è possibile dare una dimensione ed una forma qualsiasi alle regioni di diffusione e produrre in tal modo l'elemento che si desidera, ripetendo le stesse tappe fondamentali del procedimento di diffusione.

LA TECNOLOGIA DEI TRANSISTOR MOS

Si tratta di uno sviluppo recente, di considerevole importanza. Fin qui abbiamo considerato solo i transistor a giunzione « bipolare ». Essi sono denominati bipolari perché esistono solo due tipi di

portatori di carica (ossia l'elettrone negativo libero di muoversi e i buchi che rappresentano la carica positiva) sono implicati nel suo funzionamento intrinseco. Ora, un transistor sviluppato più recentemente, il transistor ad effetto di campo a semiconduttore di ossido metallico (transistor MOS) è di un'importanza considerevole nella produzione dei circuiti integrati. Il principio di funzionamento di questi transistor è in sostanza differente da quello di un transistor bipolare. Il suo nome completo è un po' lungo: è un dispositivo ad effetto di campo a gate (porta) isolata, cioè con isolamento realizzato tramite un deposito dielettrico di biossido di silicio. Nel transistor MOS, un canale conduttore è introdotto tra le due regioni degli elettrodi molto vicine tra loro, aumentando il campo elettrico tra gli elettrodi stessi sulla superficie del semiconduttore. Per maggiore chiarezza, consideriamo la fig. 6 che rappresenta la struttura di base di un dispositivo MOS a canale P. Le due regioni degli elettrodi chiamati « source » e « drain » sono formate con un procedimento di diffusione di tipo P in una sbarretta di silicio del tipo N.

Tra il « source » ed il « drain » vi sono due giunzioni PN, PN1 e PN2. Con una tensione V_{DS} applicata tra il « source » (positivo) ed il « drain » (negativo), la giunzione NP2 è polarizzata inversamente e non passa alcuna corrente dal « source » al « drain ».

Se ora l'elettrodo-porta, disposto nello spazio tra « source » e « drain », è reso sufficientemente negativo rispetto al « source », dei « buchi » saranno attirati sulla superficie della zona di tipo N e determineranno la sua trasformazione in tipo P. Avremo allora due elettrodi di tipo P con un canale di tipo P che li congiunge; può quindi esserci una circolazione di corrente.

Le fasi di fabbricazione di un transistor MOS sono indicate in fig. 7. Una piastrina di silicio di tipo N è ossidata (a); la sequenza fotolitografica a sostanza fotoresistiva è impiegata per la formazione di una finestra nell'ossido (b). Si forma quindi un nuovo strato sottile di ossido nella finestra tramite un'ossidazione prodotta per evaporazione (c) e con un secondo procedimento fotolitografico si aprono

FET meter

Voltmetro elettronico a transistori di alta qualità per apparecchi a transistori e TVC

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 500 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Misura delle pile interne di alimentazione senza aprire lo strumento con pulsante frontale. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- V.c.c.**
- 1.....500 V impedenza d'ingresso 20 Mohm
 - 0,6 V " " 12 "
 - 1000 V " " 40 "
 - tolleranza 2% f.s.
- V.c.a.**
- 300 mV 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 Mohm, 15 pF in parallelo
 - tolleranza 5%
 - campo di frequenze: 20 Hz 20 Mhz lineare
 - 20 Mhz.....50 Mhz \pm 3 db
 - misure fino a 250 Mhz con unico probe.
- Ohm**
- da 0,2 ohm a 1000 Mohm f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
- Capacimetro**
- da 2.....2000 pF f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
 - tensione di prova \approx 4,5 V, 150 KHz.
- Milliampere**
- da 0,05..... 500 mA
 - tolleranza 2% f.s.

Prezzo L. 58.000

NOVITA'

GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità dei TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.

- Gamma 35 - 85 MHz.
- In armonica tutti gli altri canali.
- Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.

Strumento portatile da laboratorio.

Caratteristiche:

- Gamma A - 10,3.....11,1 MHz
- Gamma B - 5,3..... 5,7 MHz
- Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
- Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.

- Gamma A: 550 - 1600 KHz
- Gamma B: 400 - 525 KHz
- Taratura singola a quarzo.
- Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 12.800

ALIMENTATORE A BASSA TENSIONE DI POTENZA

Per l'alimentazione di apparecchiature transistorizzate normali e di potenza (amplificatori di BF, autoradio, registratori, ecc.). Semplice e robusto.

Caratteristiche:

- 2.....24 V in 12 scatti
- 0..... 3 A max
- tensione residua alternata a 3 A \approx 0,1 V pp
- utilizzabile anche come caricabatterie.

Prezzo L. 29.500

GRATIS

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

ALIMENTATORE STABILIZZATO Professionale

a circuiti integrati

Per fabbriche, scuole e laboratori professionali.

Caratteristiche:

- tensione d'uscita 3.....30 V
- corrente d'uscita 0.....2 A
- limitazione della corrente d'uscita da 80 mA.....2 A
- stabilità 0,2% per variazioni del carico da 0 al 100% a 3 V
- stabilità < 0,1% per variazioni del carico da 0 al 100% a 30 V
- ripple \leq 3 mV p.p. a pieno carico
- indicazione della tensione e della corrente d'uscita con strumenti separati classe 1,5.

TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione

Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.

Caratteristiche:

- campo di frequenza 3.....220 MHz in 6 gamme taratura singola a cristallo tolleranza 2%
- presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
- alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500

CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

nuova versione

- Misura da 2 pF a 0,1 μ F in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μ F f.s.
- Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
- Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50000 Hz circa.
- Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
- Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500

PROVATRANSISTORI

IN-CIRCUIT/OUT-OF-CIRCUIT

Per la verifica dell'efficienza del transistore senza dissaldarlo dal circuito e per la misura approssimata del beta del transistore con indicazione acustica.

Utile anche per l'identificazione della polarità del transistore e delle connessioni.

Signal Tracing incorporato per la ricerca del guasto con armoniche fino a 50 MHz.

Prezzo L. 14.800

TEST INSTRUMENTS

DAVOLI



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

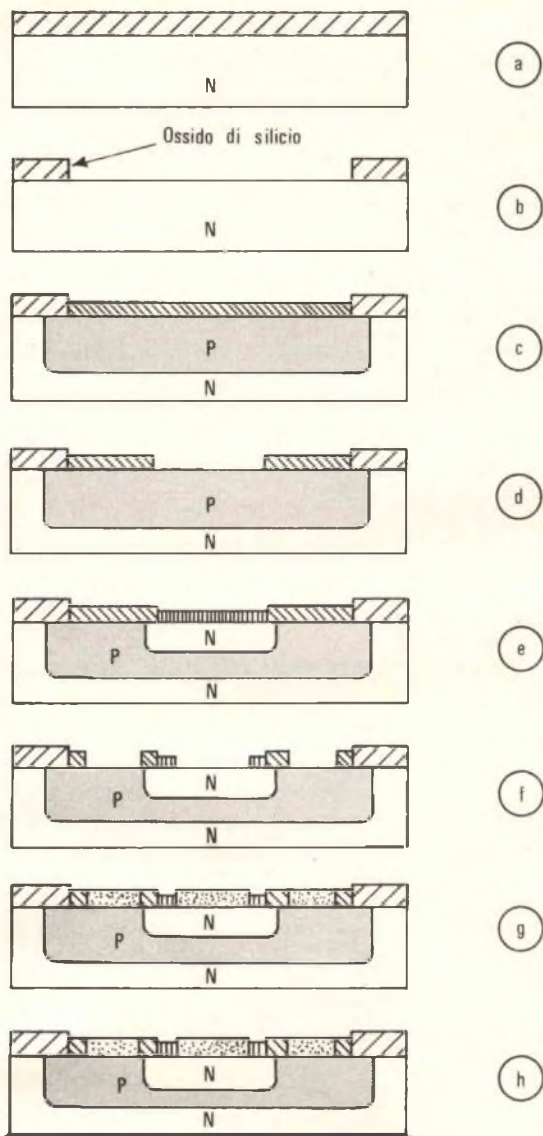


Fig. 7 - Fasi della fabbricazione di un transistor MOS.

- a) Pezzo di silicio ossidato.
- b) Finestra aperta nell'ossido, per la base, con il primo trattamento mediante materiale fotoresistivo.
- c) Base di tipo P creata con procedimento di diffusione e formazione di un nuovo strato di ossido.
- d) Apertura di una finestra, per l'emettitore, con il secondo trattamento mediante materiale fotoresistivo.
- e) Diffusione dell'emettitore di tipo N. Formazione di un nuovo strato di ossido.
- f) Il terzo trattamento, mediante materiale fotoresistivo, apre le finestre nell'ossido per disporre i contatti degli elettrodi base ed emettitore.
- g) I contatti di alluminio sono ottenuti per evaporazione e definiti con un quarto trattamento mediante materiale fotoresistivo.

delle finestre per permettere la diffusione degli elettrodi Source e drain (d); vi si fa penetrare del boro con procedimento di diffusione (e). Lo strato sottile di ossido è poi eliminato introducendo la piastrina in una soluzione di acido fluoridrico (f).

Successivamente si produce la formazione di un nuovo strato di ossido sulla zona in cui verranno disposti gli elettrodi (g) e si aprono delle finestre-contatto per il « source » ed il « drain » con un nuovo procedimento a materiale fotoresistivo (h). Finalmente, si produce con un procedimento di evaporazione il deposito di alluminio su tutta la piastrina, alluminio che è poi eliminato dappertutto, salvo dalle finestre-contatto del « source » e del « drain » e dalla zona dell'elettrodoporta. Tutto questo si ottiene con un quarto trattamento a materiale fotoresistivo. Lo spessore dell'ossido puro sull'elettrodo porta è solo dell'ordine dei 1.000 angstroms. L'angstrom è l'unità utilizzata per la misura delle lunghezze d'onda e delle dimensioni atomiche e vale $1/10.000^{\circ}$ di μ . La distanza tra la « source » ed il « drain » è ordinariamente di 0,3 mm. Tutta la struttura può essere costruita su una superficie di circa $3 \times 1,5$ mm; la riduzione di volume rende il transistor MOS molto appropriato per le applicazioni nei circuiti integrati o nei circuiti dove si richiede una forte concentrazione di elementi.

LA FABBRICAZIONE DEI CIRCUITI INTEGRATI

Si impiegano due tecniche fondamentali nella fabbricazione dei circuiti integrati lineari. Da una parte, si ha un'estensione della tecnica dei semi-conduttori che abbiamo appena visto. Essa consiste essenzialmente nella diffusione delle impurità nel silicio, onde avere la formazione di elementi attivi e passivi.

Dall'altra parte, si impiega la tecnica degli strati sottili, che consiste nel depositare dei materiali su un supporto comune per formare dei componenti passivi.

Gli strati hanno uno spessore piccolissimo che va da alcuni angstroms ad 1 mm. Le tecniche citate sono ambedue impiegate oggi per la realizzazione dei dispositivi impieganti circuiti integrati lineari.

LE FASI DEL PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DEI CIRCUITI INTEGRATI MONOLITICI

Si parte da un elemento semiconduttore, un blocchetto di monocristallo di silicio.

Tramite diversi procedimenti di diffusione e di pulitura chimica, i componenti passivi e quelli attivi sono incorporati nel pezzo di silicio nel corso di uno stesso procedimento di lavorazione. Questi elementi di circuito sono successivamente collegati tra loro in circuiti più complessi disponendo sulla superficie della piastrina di silicio dei fili sottilissimi o delle piste conduttrici in alluminio, che sono ottenute con un procedimento di evaporazione.

Attualmente, tale tecnica ha raggiunto un tale sviluppo che è possibile sistemare 1.000 elementi per ogni cm² di superficie.

In breve, un circuito integrato lineare monolitico si compone di elementi attivi e di elementi passivi che costituiscono parte integrante di un blocco unico di silicio e sono collegati tra loro sulla superficie della piastrina stessa di silicio. Si tratta di una tecnica estremamente complessa e la fabbricazione dei dispositivi monolitici dipende soprattutto dalla abilità di definire e produrre, in maniera selettiva, zone attive e zone passive nella piastrina di silicio. La figura 8 rappresenta la sezione di una piastrina monolitica tipica e il circuito elettrico che rappresenta la sua funzione.

La figura rivela la struttura epitassiale a quattro strati che è di impiego molto diffuso.

Vi si può osservare anche come gli elementi siano elettricamente isolati per mezzo di giunzioni polarizzate inversamente. La figura 9 rappresenta la sequenza delle fasi occorrenti per la produzione di circuiti integrati lineari epitassiali a quattro strati. Il procedimento trae profitto dalla proprietà caratteristica dell'ossido di silicio di resistere al processo di fusione ed inoltre esso è possibile mediante un certo numero di fasi legate a trattamento fotolitografici e di pulitura chimica.

Durante l'operazione di diffusione, vi sono essenzialmente due variabili da controllare; per la precisione si tratta del

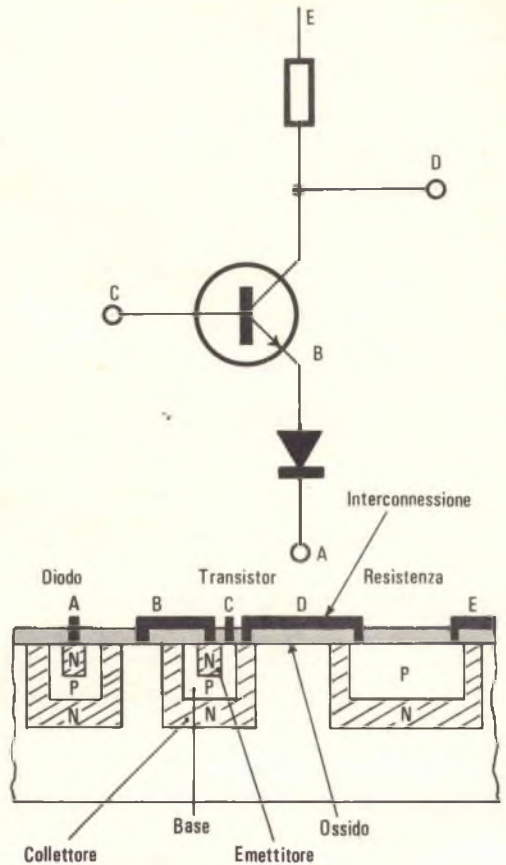


Fig. 8 - Sezione di un CI lineare monolitico contenente il diodo base-emettitore il transistor NPN ed una resistenza.

controllo preciso della profondità della giunzione e del dosaggio delle impurità da incorporare. Il controllo accurato di queste variabili rende possibile la produzione di dispositivi con un buon rendimento e dalle caratteristiche desiderate. Il procedimento di fabbricazione del circuito integrato lineare comincia con la diffusione di uno straterello epitassiale di tipo N su uno strato di tipo P (a).

In questa tecnica tutti gli elementi sono formati nello strato epitassiale. Durante il processo di diffusione dello straterello epitassiale, si comincia con l'operare la formazione di uno strato di ossido di silicio sulla superficie della piastrina. Tale ossido è essenzialmente impermeabile alla diffusione delle impurità.

Aperto delle finestre selettive nell'ossido, si possono introdurre delle impurità nelle zone corrispondenti alle finestre

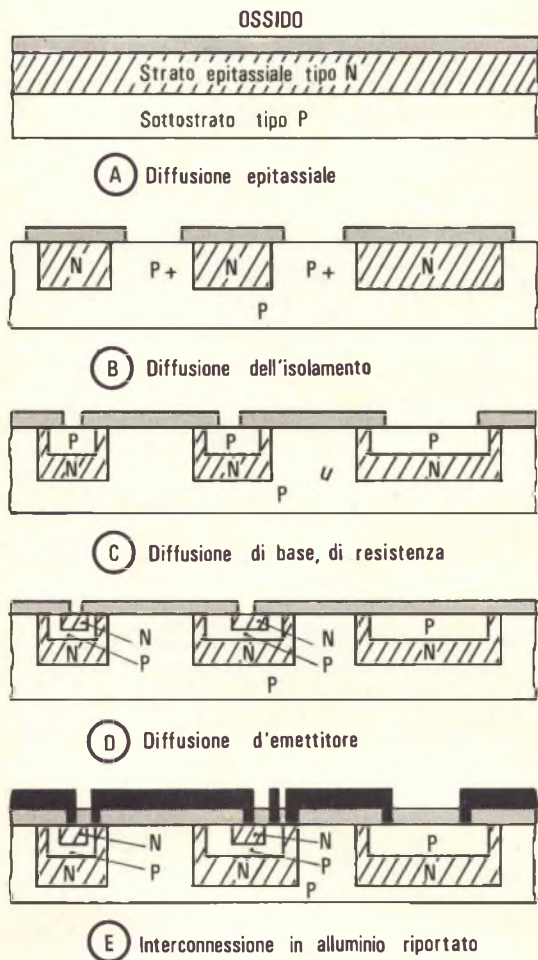


Fig. 9 - Fasi della fabbricazione del circuito integrato monolitico rappresentato in fig. 8.

selettive della piastrina, onde formare le parti essenziali del circuito. Dopo aver aperto le finestre nell'ossido, la base successiva consiste nella formazione di « isolette isolate » nella regione di tipo N. Ciò è ottenuto operando una diffusione di una forte concentrazione di impurità di tipo P attraverso lo straterello epitassiale fino ad incontrare lo strato di tipo P (b). Le illustrazioni della figura 9 indicano che la diffusione ha luogo solamente in senso verticale. In realtà, la diffusione procede anche in senso laterale, di modo che i bordi di una giunzione PN qualunque sono situati sotto lo strato di ossido. Per questo si ha la protezione della giunzione stessa da eventuali contaminazioni con conseguente deterioramento delle caratteristiche del dispositivo.

In questa maniera la stabilità e la sicurezza del prodotto sono notevolmente rinforzate.

Un altro strato di ossido è poi sottoposto al procedimento di diffusione mediante delle finestre aperte per permettere la formazione dell'elettrodo base del transistor e di una pista resistente; questo si ottiene con una diffusione del tipo P. La fase successiva consiste nell'eliminazione di una porzione di ossido onde permettere la formazione dell'elettrodo-emettitore del tipo N (d). Finalmente, si realizzano le connessioni tra gli elementi. Un deposito di alluminio (e) che permetta di realizzare la rete dei collegamenti completa la tecnica principale della fabbricazione di questi dispositivi. Da notare che le parti individuali del circuito integrato lineare non si possono separare dal circuito completo, ma sono simultaneamente collegate tra loro mediante deposito di piste conduttrici metalliche sulla superficie del blocco monolitico. Un notevolissimo vantaggio del circuito integrato lineare monolitico consiste nel fatto che un gran numero di circuiti possono essere sistemati su una sola piastra di silicio.

FABBRICAZIONE DI CIRCUITI INTEGRATI A STRATI SOTTILI

Abbiamo quindi appena visto i circuiti integrati monolitici. Per quel che concerne la seconda tecnica principale, quella dei circuiti a strati sottili abbiamo a che fare con dei dispositivi molto complessi. Si tratta di circuiti costituiti da gruppi di elementi miniaturizzati disposti su un unico supporto di vetro pirex o ceramica, sul quale i componenti passivi (resistenze, condensatori, conduttori) sono fissati mediante deposito o evaporazione, sotto vuoto, di un metallo. Successivamente i componenti attivi (transistor, diodi, circuiti integrati), come i terminali di uscita, sono fissati sul supporto di vetro mediante saldatura.

Quando i suddetti gruppi sono determinati, vengono trattati con una vernice polimerizzata che costituisce una protezione contro le manipolazioni e contro gli agenti atmosferici.

Consideriamo brevemente alcuni dettagli. La tecnica dei circuiti integrati a strati sottili si divide in due gruppi di proce-

dimenti che sono: la tecnica dei films spessi e la tecnica dei films sottili.

Gli spessori correnti delle pellicole realizzate vanno da 10 a 10.000 angstroms. Nel caso della tecnica dei films, spessi, si impiega come supporto la ceramica.

Nello stesso procedimento di lavorazione, che si sviluppa con fasi complesse di evaporazione o di deposito di sostanze chimiche e di cottura, si realizzano piste conduttrici ed elementi passivi. Nella tecnica serigrafica, si utilizzano anche altri procedimenti. Talvolta si utilizzano la decalcomania e la carta perforata. La cottura è fatta ordinariamente in aria ad una temperatura che va da 550 a 1.100 °C. In tal modo si ottengono degli strati sovrapposti o disposti fianco a fianco, che rappresentano già i vari componenti.

Gli intervalli tra i componenti, come nella tecnica convenzionale, qui mancano completamente. Tuttavia, i componenti attivi sono ulteriormente da aggiungere per mezzo di saldature, sotto forma di componenti, semplici o complessi, di circuiti a strati sottili.

Nel caso della tecnica dei films sottili, si registra un passo avanti. Qui, il supporto è generalmente di vetro. Si opera dapprima, con un deposito metallico ottenuto mediante evaporazione sotto vuoto, la disposizione delle piste conduttrici e degli elementi passivi, ecc. Si ha la formazione di films estremamente sottili; il bisogno di spazio in tal modo è notevolmente ridotto ed è possibile la creazione di circuiti con alta densità di elementi.

Per mezzo di una tecnologia altamente raffinata, l'evaporazione e il deposito dei materiali possono essere dosati in maniera tale che i films sottili ottenuti presentino le proprietà desiderate dei componenti passivi. In altre parole, si ottengono valori determinati di capacità e resistenze. Tuttavia, è necessario, anche con questa tecnica, fissare per mezzo di saldature, separatamente e ulteriormente i componenti attivi. Ma si ha economia di spazio (per esempio, una piastrina contiene 8 circuiti riuniti) per il fatto che i transistor, i diodi non sono nei contenitori ordinari, ma sono direttamente saldati, nei circuiti precedenti, in forma di piccole pastiglie di silicio. I buoni risultati ottenuti sono dovuti alla planarizzazione descritta precedentemente. Con questo me-

todo, le giunzioni PN sono sufficientemente corazzate grazie allo strato di ossido di silicio.

I circuiti integrati ibridi sono una combinazione di circuiti integrati monolitici, di circuiti integrati a strati sottili e di singoli elementi.

Il circuito integrato lineare ibrido può rassomigliare ad un circuito convenzionale, che è costituito da un certo numero di componenti, ad eccezione del fatto che le parti individuali sono costituite da componenti passivi (diffusi o a strati) e del fatto che possono comprendere più dispositivi monolitici, raggiungendo un alto grado di miniaturizzazione.

I circuiti integrati ibridi offrono una grande duttilità per quel che concerne la possibilità di impiego. Si possono utilizzare per circuiti adatti alle microonde, per circuiti che abbiano basso rumore, per circuiti ad alta potenza, ecc. Essi sono sovente utilizzati per dei « montaggi da tavolo » o per modelli circuitali di prova. Generalmente il circuito da realizzare in strati sottili è prevalentemente progettato, nei singoli componenti, dall'ingegnere di laboratorio, che prepara quindi una lista degli elementi e delle loro principali caratteristiche. Successivamente il circuito integrato è realizzato « su misura » ed effettivamente realizzato a strati sottili o sotto forma di circuito integrato monolitico.

INTEGRAZIONE SU VASTA SCALA

Senza dubbio la tendenza più notevole nella tecnologia attuale dei circuiti integrati è l'integrazione su vasta scala. L'industria produce già grandi sistemi o funzioni elettroniche su una singola piastrina di silicio. La nuova tecnica di integrazione su vasta scala presenta evidenti vantaggi. Per esempio, la fabbricazione di circuiti complessi a più stadi, che sono costituiti da elementi passivi e attivi su un'unica piastrina di silicio, è sovente molto meno costosa della costruzione di stadi fatti con singoli pezzi circuitali, che devono poi essere collegati mediante fili e con intervento manuale.

LE APPLICAZIONI DIGITALI

Nella produzione delle funzioni elettroniche, sempre più complesse, tra i vari

procedimenti di assemblaggio che caratterizzano la tecnologia odierna, c'è da tener presente in maniera particolare quello che permette la realizzazione dei TTL e DTL, ovvero dei circuiti integrati adatti ad applicazioni digitali; in tale campo sono da registrare notevolissimi progressi. Spicca fra l'altro una documentazione della « Texas Instruments », relativa ai circuiti numerici integrati, con la quale si può constatare come si sia già arrivati ad una nuova fase di sviluppo mediante l'impiego di cassette a 24 terminali che comprendono due modalità di interconnessioni. Si arriva anche a 50 terminali e fino a 240 porte per cassetta.

Questa fase è sovente chiamata MSI (medium scale integration = integrazione su media scala).

Sempre però, per semplificare il lavoro degli utenti, si producono circuiti comprendenti sempre più funzioni elettroniche e disposti in cassette aventi anche 100 terminali di uscita. Questa fase è denominata LSI (large scale integration = integrazione su vasta scala).

LE APPLICAZIONI LINEARI

Questa tecnologia delle celle elementari, destinate ad essere collegate tra loro, è avviata ad estendersi per la realizzazione di funzioni elettroniche che permettano l'amplificazione lineare.

Un esempio di circuiti complessi è dato da un trasmettitore o da un ricevitore completamente realizzato su una singola piastrina di silicio. Effettivamente si è ottenuta un'altissima densità di componenti in uno spazio ridotto.

Inoltre questi circuiti presentano delle prestazioni migliori di quelle che si possono ottenere con dei circuiti equivalenti fatti nella maniera convenzionale, cioè con singoli componenti.

Questo si spiega col fatto che sono minimizzate molto bene le induttanze e le capacità dovute ai fili di collegamento. Per giunta, per il fatto che tutti i componenti si trovano sullo stesso supporto, si possono avere caratteristiche termiche notevolmente migliori.

SEMICONDUTTORI AD OSSIDO DI METALLO MOS

Nel procedimento convenzionale di planarizzazione ed epitassiale che è utilizza-

to per la produzione dei circuiti integrati bipolari, si hanno sei fasi in cui si impiega la foto-maschera, quattro fasi in cui si opera la diffusione ed una fase in cui si realizza la diffusione dello strato epitassiale. Inoltre, i componenti del circuito devono essere isolati elettricamente gli uni dagli altri con delle giunzioni PN polarizzate inversamente. Di fronte a questo metodo estremamente complesso, se ne contrappone un altro più agevole per l'integrazione lineare su vasta scala. Si tratta della tecnologia sfruttata per la fabbricazione di semiconduttori ad ossido di metallo o circuiti integrati a MOS. Dato che il transistor a effetto di campo MOS (metal oxide semi-conductor) integrato è molto più piccolo di un dispositivo bipolare integrato, si ottiene una densità di assemblaggio dieci volte superiore. La fabbricazione di questo dispositivo necessita solamente di quattro operazioni impieganti la fotomaschera ed una che utilizza il procedimento di diffusione. Dato che si possono eliminare parecchie zone che servono per l'isolamento, la superficie della piastrina di silicio è minima. Ci si aspetta perciò che le strutture MOS adempiranno a funzioni lineari più complesse. D'altro canto, per le strutture più semplici, che hanno bisogno di una trasconduttanza più elevata per unità di superficie, di una risposta in frequenza più elevata, di un'attitudine più alta a lavorare in potenza, queste saranno le strutture bipolari che potranno essere utilizzate.

Nei circuiti integrati lineari attuali, un solo strato o livello di metallizzazione fornisce le connessioni elettriche per tutti i componenti del circuito. Il metallo è evaporato sullo strato di biossido di silicio, ciò causa la passività della superficie del silicio ed isola il metallo dai componenti diffusi. Nell'integrazione lineare su vasta scala, però, si utilizzeranno due o più strati di conduttori metallici in maniera da poter realizzare una notevole economia sulla superficie del silicio.

I collegamenti tra gli stadi saranno isolati gli uni dagli altri con degli straterelli di materiale dielettrico.

La tecnica di realizzazione dei grandi sistemi elettronici integrati si è sviluppata essenzialmente dopo il 1965 ed essa è attualmente in pieno sviluppo.

UNA NOVITA' ASSOLUTA...

LE ANTENNE TV SONY PER AUTOVETTURE

ANTENNE

Grazie ai continui progressi che vengono conseguiti nel campo della miniaturizzazione, abbiamo assistito ad una progressiva diminuzione delle dimensioni di varie apparecchiature elettroniche, tra le quali — naturalmente — anche i televisori. Era quindi inevitabile che si giungesse alla produzione commerciale di televisori di dimensioni talmente ridotte, da poter essere considerati veramente portatili, così come lo sono le ben note radioline tascabili. Cosa altrettanto logica e prevedibile era dunque l'impiego del televisore in automobile, così come è stato possibile per i radioricevitori. Sorge però in questo caso il grave problema dell'antenna, che deve presentare un'elevata sensibilità per poter funzionare anche nelle zone marginali, ed inoltre deve essere suscettibile di orientamento, col variare della direzione di moto. La Sony ha risolto brillantemente queste due difficoltà, realizzando i due modelli che presentiamo in questa breve nota.

Affinché un'antenna televisiva possa funzionare in modo soddisfacente, deve rispondere a quattro requisiti essenziali:

1. Deve poter essere orientata nella direzione più idonea rispetto a quella della quale proviene il segnale che si desidera ricevere.
2. Deve diventare sede delle oscillazioni ad Alta Frequenza prodotte dal segnale in arrivo, con la minima attenuazione, e presentando possibilmente un sia pur lieve guadagno.
3. Deve potere essere regolata agli effetti della lunghezza degli elementi, allo scopo di sintonizzarla con la massima esattezza possibile sulla lunghezza d'onda del segnale in arrivo.

4. Deve presentare una larghezza di banda sufficiente affinché tutte le frequenze che costituiscono il segnale televisivo che si desidera ricevere possano essere convogliate senza attenuazione apprezzabile all'ingresso dei circuiti di antenna del televisore.

In genere, tutti questi requisiti vengono soddisfatti con le complesse antenne esterne, che vengono solitamente installate sui tetti delle abitazioni. Essi costituiscono però un fattore piuttosto problematico, quando si tratta di realizzare antenne adatte all'impiego con televisori portatili, le quali — come gli stessi televisori — devono essere poco ingombranti, maneggevoli, di facile installazione, e devono inoltre poter essere staccate ed applicate ogni qualvolta lo si desidera.

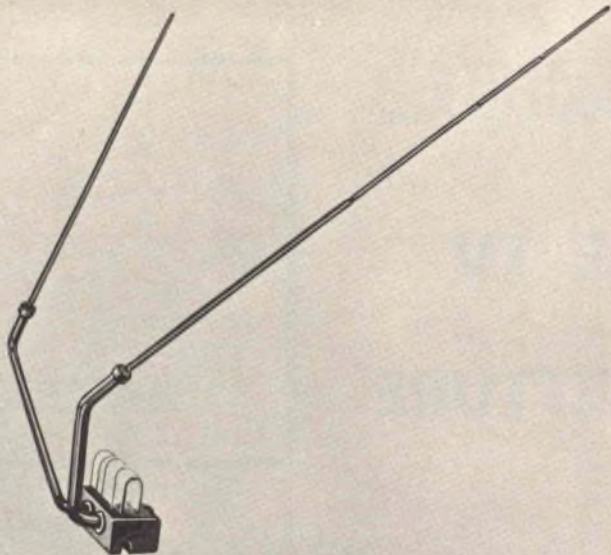


Fig. 1 - Aspetto della antenna Sony Modello VCA-1.

Vediamo quindi come la Sony ha risolto tutte le difficoltà alle quali abbiamo accennato.

MODELLO VCA-1

Come si osserva alla **figura 1** che ne illustra l'aspetto, si tratta di un'antenna a due elementi, piegati a « V » con un certo grado di inclinazione rispetto al piano orizzontale, studiata in modo tale da consentirne l'applicazione al cristallo scorrevole di uno dei finestrini di un'autovettura. I due elementi sono di tipo telescopico, per cui la loro lunghezza può variare a seconda delle esigenze, o più precisamente a seconda del canale che si desidera ricevere. Particolare questo di notevole importanza, se si considera che con un'autovettura ci si sposta spesso da una regione all'altra, per cui è indispensabile adattare l'antenna al canale ricevibile in ogni singola zona.

Questo modello è munito di uno speciale dispositivo per la regolazione dell'orientamento, mediante il quale è possibile prestabilire le condizioni ideali di ricezione nei confronti di un determinato segnale.

Le operazioni di installazione sulla vettura sono assai semplici: basta a tale scopo togliere il cappuccio di fissaggio del braccio dell'antenna, facendolo ruotare in senso antiorario, (vedi **figura 2-A**); ciò

fatto, si avvita a fondo la antenna telescopica separata in ciascuno dei due raccordi presenti sul supporto, così come si nota in **B**. Terminata questa semplice operazione, basta rimettere a posto il cappuccio di fissaggio, riavvitandolo su ciascuna antenna, e bloccando quest'ultima sul supporto, come si nota nelle sezioni **C** e **D** di figura 2.

Per l'applicazione al finestrino dell'autovettura, occorre abbassare il cristallo per circa un terzo della sua corsa, ed installare quindi l'antenna nella posizione più opportuna lungo il bordo superiore del cristallo stesso. Nel compiere questa operazione, è consigliabile effettuare l'installazione sulla parte posteriore del finestrino che viene aperto meno spesso (vale a dire sul finestrino destro per vetture con guida a sinistra, e viceversa).

Una volta fissato il supporto che sostiene i due elementi, il cristallo deve essere alzato completamente, e deve essere sempre lasciato chiuso, soprattutto mentre la vettura è in moto: ciò — ovviamente — ad evitare che l'antenna possa uscire dalla sua posizione a causa di vibrazioni della vettura, e staccarsi, con grave rischio di rompere persino il cristallo.

Per quanto riguarda la messa a punto, anche nei suoi confronti le operazioni da eseguire sono estremamente semplici.

In primo luogo, occorre estrarre ciascuno dei due elementi telescopici, fino a

conferire loro la lunghezza adatta al canale che si desidera ricevere. Inserire quindi lo spinotto di raccordo del cavo dell'antenna nella apposita presa disponibile sul televisore. Ciò fatto, naturalmente dopo aver messo in funzione il ricevitore, basta ruotare il dispositivo per la regolazione dell'orientamento, fino ad ottenere l'immagine più soddisfacente.

Il dispositivo per la regolazione dell'orientamento viene azionato tramite una manopola provvista di quadrante graduato da « 0 » a « 4 ». La messa a punto viene eseguita facendo in modo che il puntino bianco presente sulla manopola si sposti tra le posizioni « 1 » e « 4 », o viceversa, a seconda delle esigenze. Quando il puntino bianco corrisponde alla dicitura « 0 », l'antenna è esclusa. Tale posizione viene normalmente utilizzata quando la vettura sulla quale il televisore è installato si trova in una zona assai prossima a quella in cui funziona l'antenna che irradia il segnale che si desidera ricevere. Ciò in quanto — quando il segnale è molto intenso — è preferibile la ricezione senza antenna, poiché con un segnale di ampiezza eccessiva all'ingresso degli stadi ad Alta Frequenza è difficile regolare nel modo più soddisfacente il contrasto dell'immagine.

Naturalmente, occorre considerare che — quando la vettura è in moto — le condizioni di ricezione variano col variare delle caratteristiche ambientali: sappiamo tutti che l'orientamento dell'antenna di un televisore non deve essere sempre necessariamente rivolto verso il trasmet-

tore: accade infatti assai spesso che le onde che vengono ricevute col risultato più soddisfacente provengano invece da una superficie riflettente, che può determinare l'orientamento in direzione totalmente diversa. Ciò premesso, quando il televisore funziona in una posizione stabile (ad esempio quando la vettura è in sosta in una determinata posizione) una volta trovato l'orientamento migliore, l'antenna può essere lasciata in questa posizione. Per contro, quando la vettura è in moto, e quindi si trova in condizioni di ricezione estremamente variabili, l'orientamento dell'antenna deve essere variato in modo da correggere la qualità dell'immagine, ogni qualvolta essa appare confusa o sdoppiata.

Sotto questo aspetto, si rammenti che — quando l'orientamento è adeguato — l'immagine deve essere nitida e perfettamente a fuoco: per contro, se si nota sullo schermo la comparsa di immagini doppie o triple a causa di effetti di riflessione da parte di ostacoli adiacenti, è sempre indispensabile orientare meglio l'antenna, agendo sull'apposita manopola del selettore.

Questo tipo di antenna richiede un minimo di manutenzione: per ovvie ragioni, è sempre consigliabile far rientrare gli elementi telescopici, ogni qualvolta la vettura viene lasciata in sosta in luoghi incustoditi. Oltre a ciò, quando l'antenna si bagna a seguito di pioggia o per il lavaggio della vettura, è sempre opportuno asciugarla bene con un panno perfettamente asciutto.

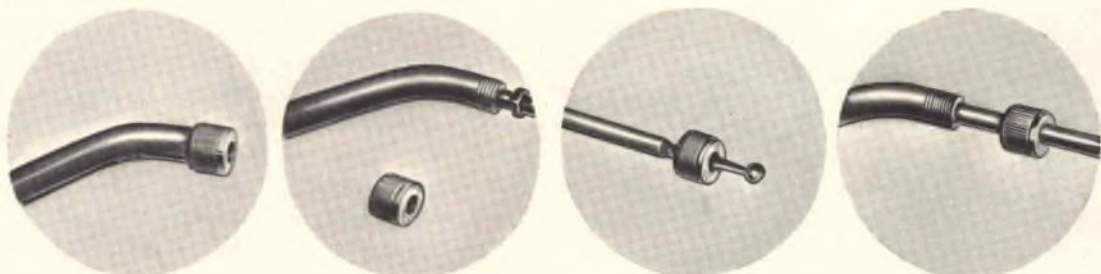


Fig. 2 - Particolari del fissaggio dei supporti degli elementi telescopici. A illustra il braccio munito di cappuccio, così come viene fornito; B lo stesso col cappuccio rimosso; C l'estremità dell'antenna telescopica e D la tecnica di applicazione del cappuccio nella sua sede.

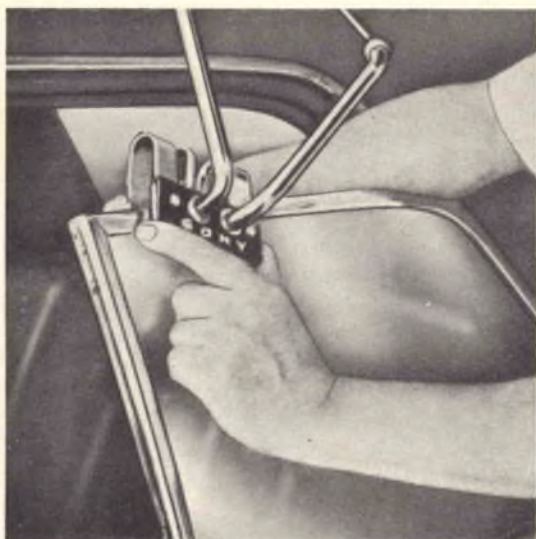


Fig. 3 - A illustra la manovra di applicazione dell'antenna a finestrino di una vettura, e B mette in evidenza la posizione che l'antenna deve avere col finestrino chiuso.

Quando si desidera togliere l'antenna dalla vettura, non aprire il finestrino per più di un terzo della sua corsa, onde proteggere il cristallo. Naturalmente, occorre adottare particolari precauzioni nelle vetture munite di finestrini con comando elettrico.

La **figura 3** illustra in **A** la manovra a seguito della quale l'antenna viene applicata alla parte superiore del cristallo del finestrino, ed in **B** la posizione in cui l'antenna deve trovarsi ad installazione effettuata.

MODELLO VCA-2

Come è possibile osservare alla **figura 4**, che ne illustra l'aspetto, questa antenna è assai più complessa del modello precedentemente descritto, e — naturalmente — consente una ricezione certamente migliore, con maggiori possibilità di orientamento, e minore pericolo che l'immagine riprodotta risulti sdoppiata a causa di fenomeni di riflessione.

Essa consta di una base in fusione a « V », munita di ventose che — con un po' di adesivo speciale — possono essere facilmente applicate in modo permanente

sul tetto di un'autovettura. Alla suddetta base (vedi **figura 5**) viene poi fissato un supporto mediante due innesti a spina e vite di bloccaggio, al quale supporto vengono fissati quattro elementi, di cui due orientati in senso longitudinale rispetto all'asse della vettura, e due in senso latitudinale.

Anche per questo modello, per quanto più complesso, le operazioni di montaggio sono estremamente semplici, e possono essere così riassunte.

In primo luogo, occorre inserire le teste delle viti presenti nella parte inferiore del supporto nei due fori praticati nella base di sostegno a forma di « V », e spingere verso l'estremità ad angolo (ad esempio dal davanti), finché il supporto risulta saldamente fissato. Ciò fatto, inserire la antenna destra (munita di sfera bianca all'estremità) spingendola a fondo nel foro presente sul lato destro del corpo principale, e bloccare quindi la vite stringendola in senso orario. Quanto sopra risulterà più evidente osservando la **figura 6** che illustra l'antenna precisandone la posizione ed il nome di tutti i componenti.

testine magnetiche in ferrite

Una tecnica originale consente i seguenti vantaggi rispetto alle soluzioni tradizionali:

- Traferri ridottissimi
- Basse perdite elettriche del ferrocubo
- Estrema precisione dei parametri meccanici
- Usura estremamente ridotta della testina e del nastro con conseguente stabilità della risposta nel tempo

Le testine magnetiche in ferrite sono la soluzione più valida nei seguenti campi:

- AUDIO
- (professionale) a 1 o 2 piste

- AUDIO
- (vocale a massima densità di registrazione) fino a 17 piste

- STRUMENTAZIONE
- fino a 8 piste

- DIGITALE
- fino a 9 piste standard e con un numero maggiore di piste su specifica;
- con singolo o doppio traferro per scrittura e lettura
- per nastri o cartoline magnetiche

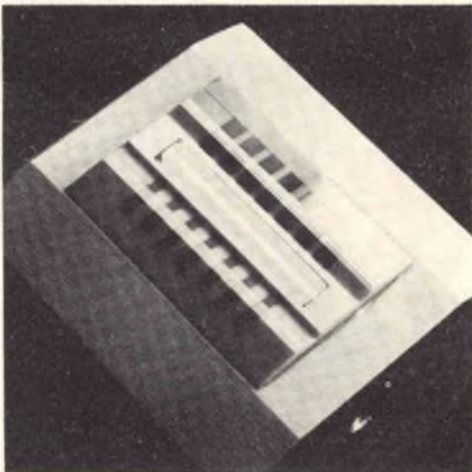
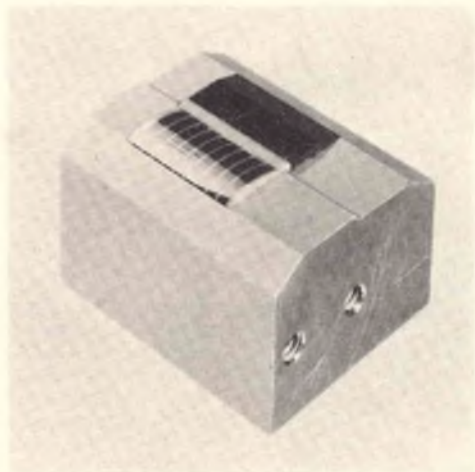




Fig. 4 - Aspecto dell'antenna ad elementi multipli Modello VCA-2.

Successivamente, si inserisce l'antenna sinistra (munita di sfera rossa all'estremità) nel foro presente dal lato opposto del corpo principale, bloccando la vite che deve essere stretta in senso anti-orario.

Entrambe le antenne ausiliarie devono essere invece disposte orizzontalmente, ed orientate verso il retro del corpo principale.

Si provvede quindi ad inserire l'antenna telescopica frontale nel foro pre-

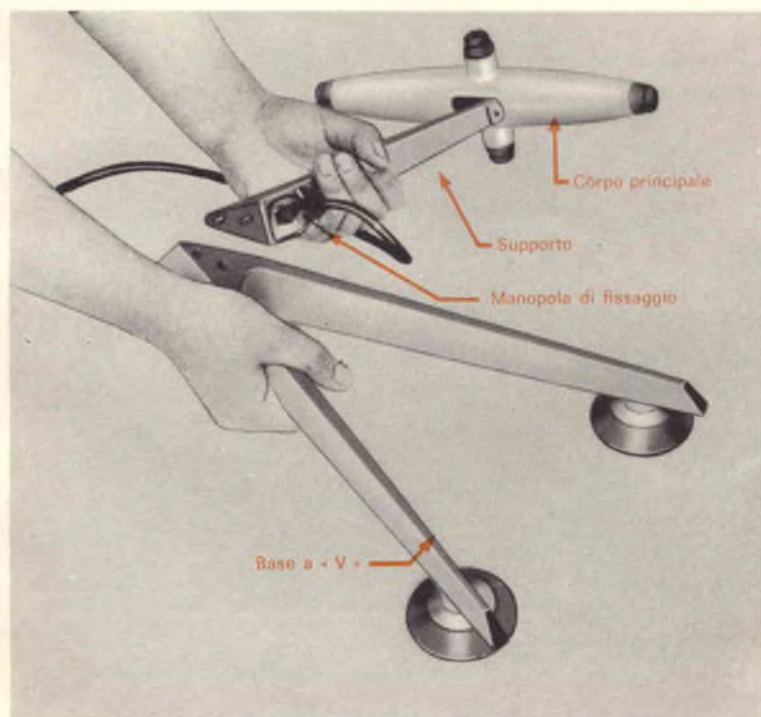


Fig. 5 - Il supporto viene sbloccato tirandolo verso l'alto. La base a «V» deve essere fissata sul tetto della vettura, in modo da costituire un ancoraggio stabile per il supporto.

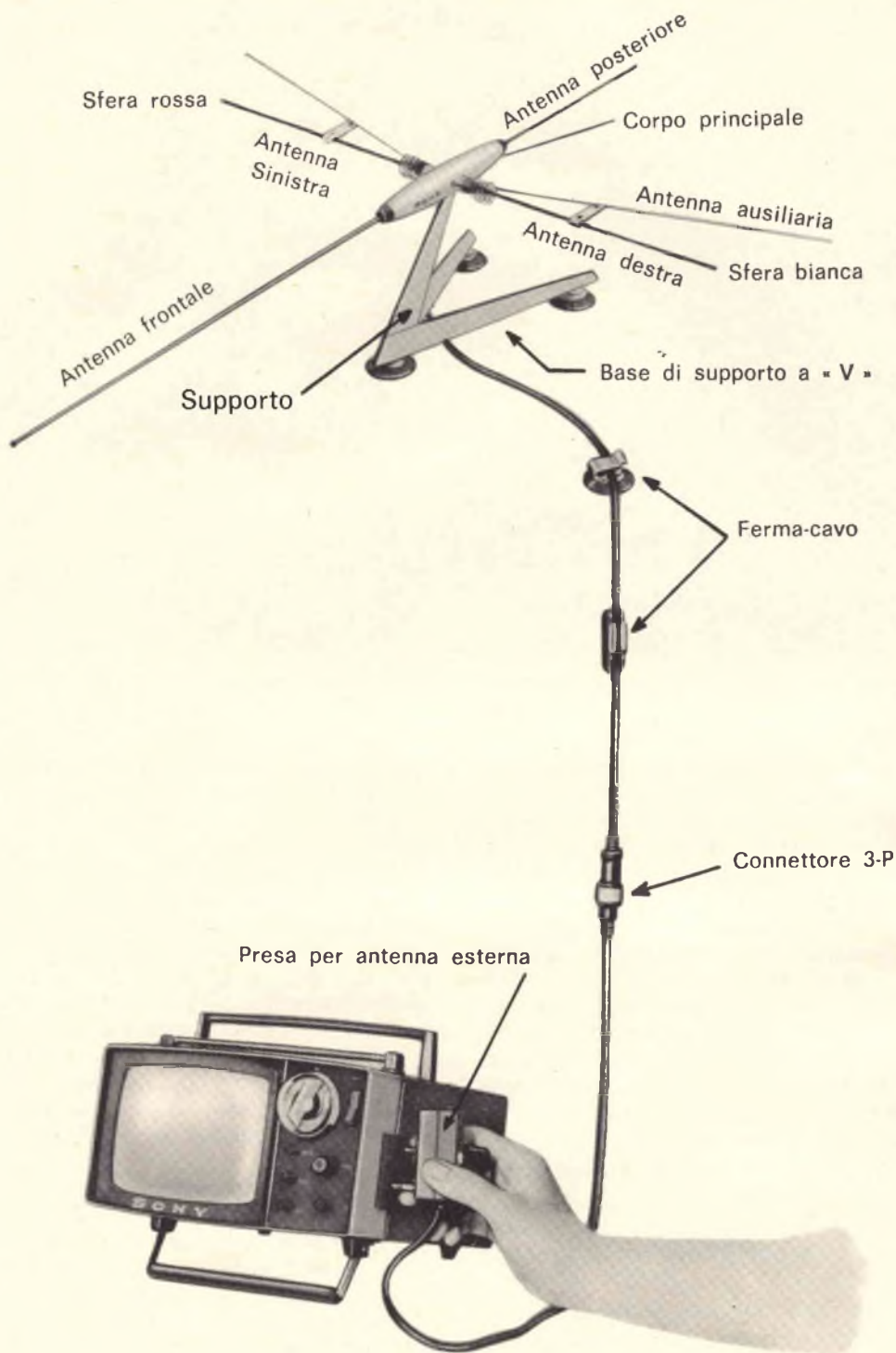


Fig. 6 - Aspetto dell'antenna completamente montata, e metodo di collegamento ad un televisore di produzione Sony.



Fig. 7 - Fotografia illustrante l'antenna modello VCA-2 correttamente installata sul tetto di un'autovettura.

sente sul davanti del corpo principale, e l'antenna non telescopica posteriore sul foro presente invece sul retro del corpo principale: entrambe queste antenne vanno avvitate ruotandole in senso orario, fino all'arresto.

Per quanto riguarda l'installazione, occorre in primo luogo togliere la polvere dal tetto della vettura, e predisporre l'intera antenna col suo supporto completo al centro dello stesso, facendo in modo che l'antenna telescopica anteriore risulti rivolta verso la direzione di moto. Sistemare quindi in posizione corretta le ventoste, non senza aver applicato alla superficie di contatto di queste ultime un po' dell'adesivo fornito a corredo. Premere quindi le ventose contro il tetto della vettura, prima che l'adesivo si asciughi completamente.

Nelle vetture per uso privato, l'intera antenna deve essere sistemata in modo tale che il cavo di collegamento venga a corrispondere il più esattamente possibile col montante centrale che divide i due finestrini di un lato.

Utilizzando ancora un po' dell'adesivo fornito a corredo dell'antenna, si fissa quindi la ventosa del ferma-cavo, e lo si applica al bordo del tetto della vettura. Successivamente, si fissa il secondo ferma-cavo in posizione verticale sulla superficie interna del montante centrale, impiegando le viti che vengono appositamente fornite. Infine, occorre far passare il cavo dell'antenna fra questi due ancoraggi, onde stabilirne definitivamente la posizione.

Per smontare l'antenna, basta spingere verso l'alto la manopola di fissaggio presente sul supporto, e tirare quest'ultimo verso il retro finché esso si stacca dal sostegno.

L'uso di questo secondo modello è altrettanto semplice: in primo luogo, occorre estrarre completamente l'antenna telescopica anteriore: successivamente, si collega il cavo della antenna all'apposita presa del televisore, e si inserisce lo spinotto di maggiori dimensioni nella presa del televisore contrassegnata « 75 Ω », e lo spinotto più piccolo nella presa contrassegnata « E » nei televisori Sony.

Ruotare quindi la manopola del selettore



Analizzatore universale V 33

- Sensibilità 20.000 Ω/V .
- Dispositivo di protezione
- 44 portate

caratteristiche.

Tensioni cc: 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1.000 - 3.000 V f.s. (20.000 Ω/V).

Tensioni ca: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1.000 - 3.000 V f.s. (2.000 Ω/V).

Tensione ca (misuratore di uscita): 3 - 10 - 30 - 100 - 300 V f.s.; - 10 + 51 dBm.

Correnti cc: 50 μA - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 mA - 1 - 3 A f.s.

Correnti ca: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 mA - 1 - 3 A f.s.

Resistenze: fino a 50 M Ω in 6 portate. Valori di centro scala: 7 Ω - 70 Ω - 700 Ω - 7.000 Ω - 70 k Ω - 700 k Ω .

Dimensioni: 140 x 210 x 75 mm - **Peso:** 1,5 kg.

U N A O H M



della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI **ELETTRONICA PROFESSIONALE**

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telef.: 9150424/425/426

re di orientamento (dalla posizione « 1 » alla posizione « 5 ») fino ad ottenere la immagine più soddisfacente. Anche in questo caso, ogni qualvolta la vettura cambia direzione, l'antenna riceve il segnale con una diversa angolazione rispetto al trasmettitore: a causa di ciò, è necessario ritoccare l'orientamento in corrispondenza di ogni curva, e di ogni variazione di qualità dell'immagine.

Il commutatore contrassegnato « Local-Distant » della presa per l'antenna esterna eventualmente presente sul televisore deve essere usato a seconda dell'intensità di campo del segnale ricevuto nella zona in cui la vettura si trova. Predisporre quindi questo comando sulla posizione che consente la ricezione migliore.

Per ottenere il miglior risultato, assicurarsi che il supporto a « V » dell'antenna sia saldamente fissato al tetto della vettura. Se il fissaggio non è accurato, l'intera antenna può vibrare e spostarsi rispetto alla sua posizione effettiva.

Una volta che il supporto a « V » sia stato adeguatamente incollato sulla sommità della vettura, esso deve aderire fermamente e resistere alle normali sollecitazioni

meccaniche. Se occorre smontarlo, non esercitare una forza eccessiva in quanto ciò può danneggiare il tetto della vettura, e può provocare la rottura del supporto.

Al contrario, alzare i bordi delle ventose, il che consente facilmente il loro distacco e la rimozione dell'antenna. Dopo lo smontaggio, le eventuali tracce di adesivo rimaste sulla vernice del tetto possono essere rimosse con uno straccio imbevuto di benzina o di alcool.

Per maggiore esattezza, la **figura 7** illustra l'antenna VCA-2 correttamente installata nella sua posizione sul tetto di una autovettura moderna.

Entrambi i modelli descritti si prestano quindi ad ottenere una ricezione assai soddisfacente con i televisori portatili installati a bordo di autovetture: occorre precisare che questi due modelli sono stati naturalmente prodotti dalla Sony per l'impiego con i televisori di sua produzione: tuttavia, tenendo conto del fatto che è sempre possibile ricorrere all'impiego di adattatori di impedenza, entrambi i modelli possono essere anche usati con qualsiasi altro tipo di televisore portatile.

POTENZIOMETRI PER TELEVISIONE A COLORI

SEMIFISSO A FILO
PER CIRCUITO DI CONVERGENZA

Dissipazione a 40 °C: RS 29 da 2 W; RS 39 da 3 W.

Gamma di temperatura: da -10 °C a +70 °C.

Valori: da 2,2 Ω a 10 kΩ.

Presa intermedia.

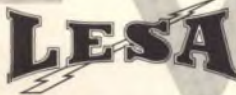
Lunghezza albero: 43,5 mm - 58,5 mm - 64 mm.



RS 29 RS 39



RS 29 (N 6)
RS 39 (N 6)



LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - MILANO (Italia) - Tel. 554.341
LESA DEUTSCHLAND GMBH - Wiesentalstrasse, 1 - 78 FREIBURG i/Br. (Deutschland) - Tel. (0761) 44 0 10
LESA ELECTRA S.A. - Viale Portone, 27 - 6500 BELLINZONA (Svizzera) - Tel. (092) 5 53 02
LESA FRANCE S.A.R.L. - 19, Rue Duhamel - 69 LYON 2 (France) - Tel. (78) 42 45 10
LESA OF AMERICA CORP. - 521 Fifth Avenue - NEW YORK, N.Y. 10017 (U.S.A.) - Tel. 212 697-5838

PICK-UP **grammofonici** **stereo**

UNA RASSEGNA DEI DIFFERENTI TIPI DI TRASDUTTORI POSTI IN COMMERCIO

Per definizione un pick-up grammofonico dovrebbe trasformare l'informazione immagazzinata meccanicamente nel solco di un disco grammofonico in un segnale elettrico perfettamente corrispondente a quello registrato sul disco. Come è ben noto, tutto ciò viene realizzato facendo scorrere una puntina semisferica grammofonica, collegata all'effettivo elemento trasduttore, nel solco modulato a V del disco grammofonico. Nel caso di dischi stereo a due canali le due pareti laterali del solco sono modulate in modo indipendente l'una dall'altra. Perciò, i due maggiori parametri che determinano il funzionamento del pick-up sono il materiale costituente il disco ed il suo solco.

Oggigiorno le puntine da grammofono sono costituite o da zaffiro oppure da diamante, e pertanto risultano abbastanza più dure del materiale costituente il disco. Perciò in condizioni di funzionamento normale, cioè sotto l'azione della pressione esercitata sul disco dalla puntina, è il disco che si deforma piuttosto che la puntina. L'area di contatto tra la estremità della puntina ed il solco del disco sarà funzione delle caratteristiche meccaniche del disco e dall'intensità della forza esercitata tra le due superfici di contatto, ed inoltre risulta chiaro che l'attrito della puntina sarà strettamente collegato a questa area di contatto ed alla lunghezza del percorso della puntina.

CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

L'attrito della puntina è generalmente compensato in fase di riproduzione fonografica. È stato determinato sperimentalmente che, in riproduzione, per pesi in movimento superiori a circa 0,5 grammi, il materiale costituente il disco è sollecitato al di là del suo limite di elasticità e pertanto i progettisti di fonorivelatori mobili, mirano a produrre pesi in movimento inferiori al valore suddetto e che riescono a seguire in modo soddisfacente i solchi dei dischi grammofonici anche se fortemente modulati. Perciò al fine di ridurre il logorio del disco e della puntina, il limite ideale per i pesi in movimento dovrebbe ovviamente essere minore di 0,5 g, ma certamente il valore di 1,5 g può essere considerato quale limite superiore per avere una durata massima per la vita del disco. Contrariamente a molte strane richieste pubblicitarie vi sono probabilmente meno di una dozzina di tipi di pick-ups prodotti oggigiorno che effettivamente funzionano bene sui dischi musicali con pesi in movimento minori di 1,5 g. Il logorio della puntina è generalmente espresso dalle dimensioni della puntina e dal materiale del disco; le caratteristiche meccaniche dinamiche del pick-up si riferiscono all'estremità della puntina.

La figura 1 mostra la durata della puntina in diamante con due differenti pesi in movimento, da 2 g e 5 g, e per diversi raggi. Si può vedere che persino con solo

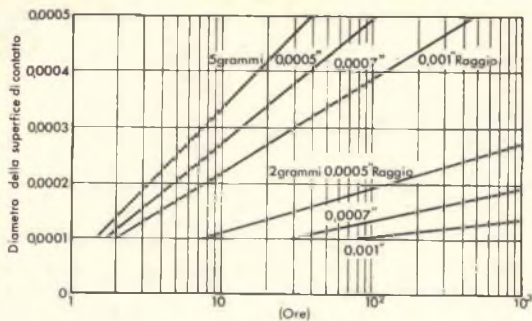


Fig. 1 - Tempo di ascolto in funzione del diametro della superficie di contatto con una puntina di diamante

un peso di 2 g e con un raggio della punta di 0,5 millesimi di pollice, la durata è soltanto di 500 h per un diametro della superficie di contatto di 0,25 millesimi di pollice, valore questo che, con un'apparecchiatura a larga banda e a bassa distorsione, è correntemente accettato quale massimo diametro tollerabile dell'area di contatto. L'incremento del diametro della puntina sino al valore di 0,7 oppure 1 millesimo di pollice riduce considerevolmente il consumo della puntina, ma a scapito dell'aumentata distorsione che si ottiene nel seguire il solco. Per eliminare la distorsione della traccia occorre utilizzare una puntina avente un raggio minimo possibile — idealmente zero! — ma escludendo la durata della puntina, il controllo degli altri fattori è realizzato con maggiore efficacia disponendo di una puntina con raggio piccolo. Il fondo del solco del disco non è infinitamente appuntito, i sistemi commerciali di produzione di un disco danno una certa concavità alla base del solco, il cui raggio è mantenuto entro un limite minimo dai costruttori e talvolta può anche raggiungere il valore di 0,5 millesimi di pollice! In verità prima dell'avvento della stereofonia il raggio della parete più profonda del solco non era controllato severamente ed inizialmente non si scendeva per il minimo raggio della puntina al di sotto del valore di 1 millesimo di pollice.

È stata sviluppata una punta ellittica o biradiale per superare tale difficoltà. Il maggior raggio del solco è dell'ordine di 0,7 millesimi di pollice, mentre il minore o « di lavoro » può essere appena di 0,2 millesimi di pollice con la conseguente diminuzione della distorsione della trac-

cia, sebbene si ridurrà conseguentemente la durata della puntina. Il limite superiore dell'asse maggiore è di 0,7 millesimi di pollice, perché nelle condizioni di massima modulazione verticale la profondità del solco può essere (e spesso lo è) istantaneamente ridotta ad 1 millesimo di pollice; in tal modo se il raggio dell'estremità sferica (oppure l'asse maggiore dell'estremità ellittica) supera 0,7 millesimi di pollice, la puntina si muoverà sul solco ma con la possibilità di salto del solco oltre all'inconveniente dell'accresciuta distorsione.

Si determina un dato dimensionamento ed eufemisticamente si spera che tale dimensione venga controllata. I metodi moderni di produzione lavorano su tolleranze incredibilmente piccole; il limite normale per il raggio della punta è stato fissato di $\pm 0,1$ millesimo di pollice. In tal modo il massimo raggio nominale di 0,7 millesimi di pollice in realtà significa una dimensione compresa tra 0,6 e 0,8 millesimi di pollice sebbene con una selezione accurata è possibile controllare le tolleranze. Persino così, utilizzando metodi ottici di misura, le apparecchiature di misura usualmente presentano una precisione dell'ordine di $\pm 1 \mu$ (un venticinquesimo di millesimo di pollice), valore che determina il limite pratico.

Il progettato uso del sistema metrico dappertutto nella vita commerciale ed industriale e l'introduzione delle unità del sistema internazionale per tutti gli scopi scientifici pone un grandissimo numero di problemi a tutti i livelli nell'industria. Ciò è particolarmente sentito nel progetto e nella produzione di pick-up grammofonici dove le dimensioni sono microscopiche (le masse dell'ordine dei milligrammi, le lunghezze dei micron) e, a questo autore almeno, è sembrato ridicolo pensare al milligrammo come a 10^{-6} kg ed al micron come a 10^{-6} m. Le industrie elettromagnetiche sia in Inghilterra che negli Stati Uniti d'America ed i costruttori di fonorivelatori amovibili dappertutto nel mondo insistono nel definire i loro prodotti in unità del sistema C.G.S. Nelle discussioni tra molte persone, tecniche e commerciali, si adopera ostinatamente tale sistema, per cui anche in questo articolo si adoperano le unità C.G.S.

Prima di definire i parametri caratteristici di un pick-up è necessario conoscere i massimi livelli di modulazione disponibili per un disco. Questi livelli sono determinati a basse frequenze dalla massima deviazione del solco (normalmente di 0,005 cm) ed a frequenze alte dalle dimensioni dell'estremità della puntina e dalla velocità con cui si muove il solco. La figura 2 mostra questi limiti. La curva A lega la velocità in valore efficace alla massima deviazione, mentre le curve B, C, D, E al raggio dell'estremità della puntina; la curva G rappresenta la velocità massima generalmente accettata per dischi musicali sebbene questi valori sono talvolta eccessivi. Da questo grafico potrebbe sembrare che si ha la perdita di traccia ogniqualvolta il raggio della puntina è superiore a 0,3 millesimi di pollice; tale affermazione è modificata dal fatto che il disco si deforma, ma tuttavia risulta sostanzialmente corretta per i solchi più interni del disco che presentano un alto livello di modulazione. Queste limitazioni si riducono non appena si aumenta il diametro del solco e per diametri superiori a 7 pollici circa sono trascurabili persino per raggi dell'estremità della punta di 0,7 millesimi di pollice.

Le richieste del progetto di base di un pick-up sono essenzialmente meccaniche e relative alla dinamica del sistema in movimento ed occorre progettare tenendo conto delle massime velocità riportate in figura 2. È conveniente dividere lo spettro in frequenza in tre sezioni: (a) al di sotto di 500 Hz circa; (b) da 500 a 5.000 Hz; e (c) al di sopra di 5 kHz. In figura 2 la massima velocità dipende dalla impossibilità meccanica della puntina di seguire più velocemente il solco del disco per un dato peso in movimento. La figura 3 si riferisce a quanto premesso per un peso in movimento di 1 grammo e mezzo, utilizzando le curve A e B quali limiti. Le linee tratteggiate si riferiscono ad una cedevolezza di 5×10^{-6} cm/dina ed a una massa di 2,25 mg. Questi valori possono essere modificati da altre considerazioni: (1) la frequenza di risonanza dovuta alla cedevolezza del disco ed alla massa della puntina dovrebbe essere al di fuori del campo di frequenze registrate; (2) possono essere introdotti artifici per

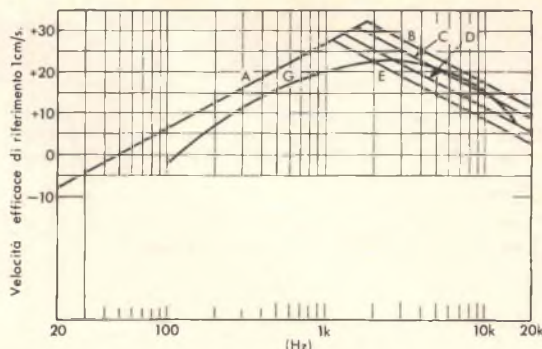


Fig. 2 - Massime velocità su dischi musicali.

smorzare notevolmente le risonanze noiose. La risonanza ad alta frequenza può essere valutata assumendo la cedevolezza del disco uguale a 3×10^{-8} cm/dina. La risonanza a bassa frequenza può essere determinata dal momento di inerzia del braccio e del fonorivelatore rispetto alla estremità della puntina e dalla cedevolezza del fonorivelatore; tale frequenza di risonanza dovrebbe essere inferiore a 22,5 Hz e superiore a 10 Hz, altrimenti a frequenze inferiori di 10 Hz il sistema diventa sensibilissimo alle vibrazioni esterne, per cui occorre disaccoppiare adeguatamente il motorino, che mette in rotazione il disco, se si vuole evitare l'innescio di vibrazioni meccaniche del pick-up.

Generalmente il costruttore specifica i valori di cedevolezza e della massa della puntina, che sono parametri usuali in relazione alle costanti meccaniche, tuttavia specialmente in presenza di sistemi altamente smorzati la componente, che maggiormente determina il comportamento alle medie frequenze, è l'impedenza meccanica di ingresso ed è questo valore che è necessario all'ingegnere progettista. Di maggiore immediata importanza per l'uti-

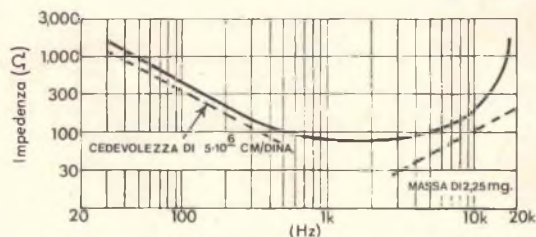


Fig. 3 - Massima impedenza meccanica richiesta per seguire il solco di dischi musicali con la massima modulazione per un peso in movimento di 1,5 g.

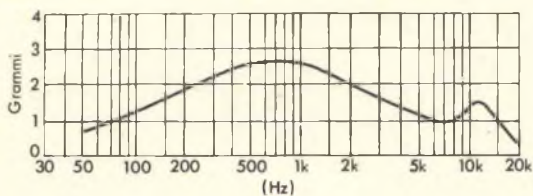


Fig. 4 - Minimo peso in movimento per livelli musicali con massima modulazione.

lizzatore risulta il minimo peso in movimento utile per seguire il solco dei dischi musicali. Un metodo consiste nel produrre un disco con una frequenza variabile ricoprente il maggior campo di frequenza possibile (da 80 Hz a 8 kHz) ai livelli massimi musicali di modulazione. Osservando la tensione di uscita del pick-up sullo schermo dell'oscilloscopio a raggi catodici si può ridurre il peso in movimento fino a che non si presenti nella forma d'onda un'interruzione, ottenuta generalmente per la massima accelerazione. È stato prodotto un disco (da 7 pollici, a 33 e 1/3 giri al minuto, e da 80 Hz ad 8 kHz) quale tentativo standard industriale ed i relativi livelli di modulazione sono mostrati dalla curva G di figura 2. Il disco presenta un canale di informazione sinistro su un lato ed un canale destro sull'altro lato; a causa della distorsione di traccia, ed anche della distorsione armonica generata da alcuni pick-up a questi livelli elevati, l'interpretazione è talvolta difficoltosa, ma si sta tentando di mettere a punto un disco standard industriale. Un altro metodo pratico consiste nell'utilizzare un disco avente modulazio-

ne prefissata (ad esempio 5 cm/s a frequenze superiori a 500 Hz ed 1,57 cm/s a frequenze più basse) ottenuta controllando il minimo peso in movimento nell'istante della interruzione della forma d'onda e l'eguaglianza dei risultati al massimo livello musicale per ogni determinata frequenza. La figura 5 mostra un tale schema per un fonorivelatore magnetico.

L'impedenza meccanica a frequenze intermedie è determinata quasi completamente dallo smorzamento del sistema mobile. In verità, la maggior parte dello spettro delle frequenze audio dei più moderni fonorivelatori magnetici viene controllata per mezzo dell'impedenza meccanica. Al fine di realizzare le richieste di progetto sopra menzionate, può essere utilizzato soltanto il più semplice sistema meccanico essenzialmente costituito da una puntina collegata direttamente all'armatura di un magnete mantenuta da un mezzo elastico, come mostra la figura 5. Ciò idealmente, in pratica invece non è possibile una tale realizzazione con massa concentrata esclusivamente nella puntina, pur tuttavia si ottengono risultati abbastanza ben approssimati adoperando riluttanze variabili oppure strutture del tipo a magnete mobile.

PICK-UP A CRISTALLO

Il fonorivelatore del pick-up di gran lunga più popolare è del tipo a cristallo.

Questo è suddiviso in due sottogruppi: (a) quello utilizzante cristalli di sale di Seignette e (b) elementi ceramici. Il sale

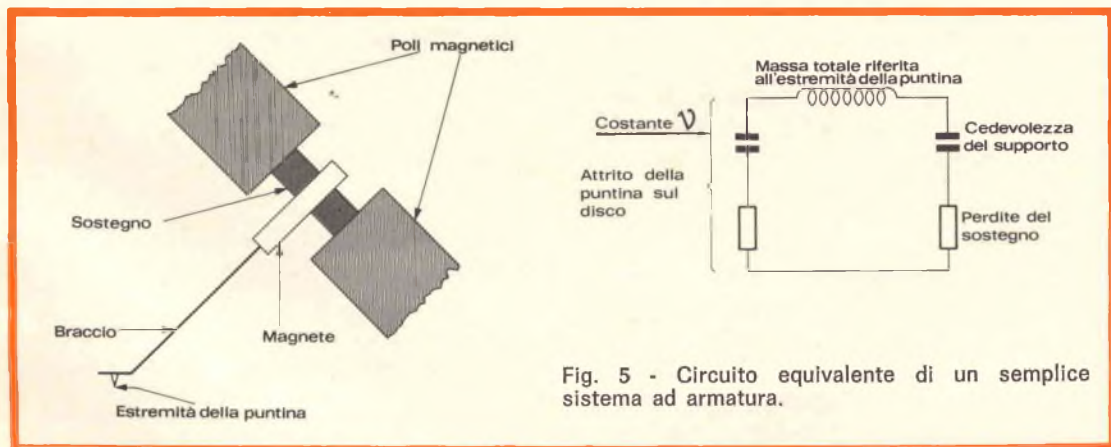


Fig. 5 - Circuito equivalente di un semplice sistema ad armatura.

LA **RCF** PRESENTA UNA PARTE
DELLA SUA PRODUZIONE

HI-FI



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ COLONNE SONORE ■ MISCE-
LATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ CENTRALINI ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ AMPLIFICATORI STEREO
HI-FI ■ CAMBIADISCHI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141/2 linee
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

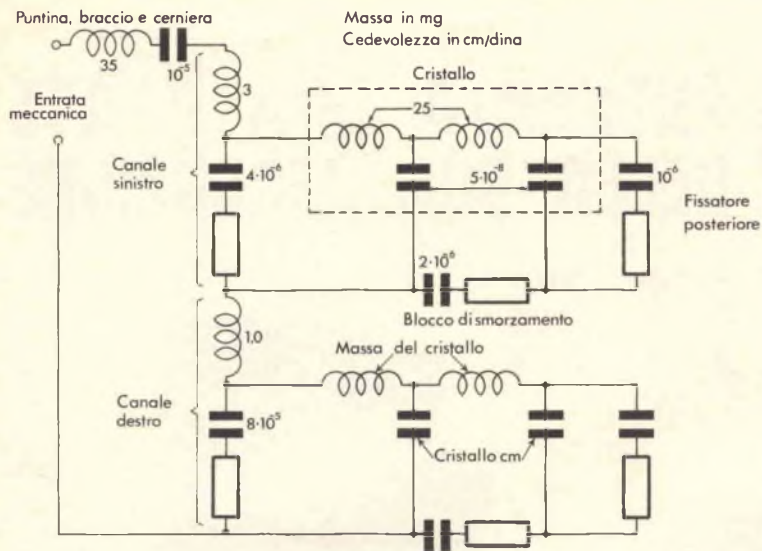


Fig. 6 - Circuito equivalente di un pick-up stereo a cristallo.

di Seignette presenta i vantaggi di alta sensibilità, alta costante dielettrica e di conseguenza alta capacità ed impedenza elettrica relativamente bassa; esso può essere prodotto da un elemento bimorfo soggetto a torsione ed avente un piccolo momento di inerzia ed alta cedevolezza. Viceversa presenta lo svantaggio di essere altamente sensibile alla temperatura a causa della variazione della capacità elettrica e di essere deliquescente, per cui è necessaria una adatta umidità per una adeguata durata di funzionamento. Gli elementi ceramici sono prodotti soltanto per flessione, ed in modo da ottenere valori ragionevoli per le caratteristiche meccaniche ed una bassa capacità; per le frequenze basse occorre avere una resistenza di carico superiore a 2 MΩ. Tali elementi ceramici possiedono molti vantaggi come ad esempio l'insensibilità all'umidità e una lunga durata sia all'immagazzinamento che al funzionamento.

I pick-up del tipo a cristallo, utilizzando sali di Seignette, sono largamente impiegati per i dischi musicali prodotti per il grosso mercato, per il quale il costo è considerato di primaria importanza. Per la loro alta sensibilità e per avere l'uscita elettrica corretta, essi richiedono soltanto un semplicissimo amplificatore. Molti milioni di apparecchi riproduttori di suono sono stati costruiti utilizzando semplicemente un unico tubo elettronico

e pochi resistori quale complemento elettronico al pick-up a sale di Seignette.

La ricerca di una migliore affidabilità ed indipendenza dagli effetti nocivi della temperatura porta all'introduzione di elementi ceramici piezoelettrici, costituiti essenzialmente di titanato di bario, ma la costituzione del cristallo è stata modificata con aggiuntivi diversi, per cui le sensibilità degli odierni materiali sono comprese tra due e tre volte quelle del materiale originario.

Sebbene vi siano ancora leggere differenze a secondo del costruttore, pur tuttavia il progetto del fonorivelatore a cristallo è ormai abbastanza standardizzata; un tipico esempio usa un'asta per portare la puntina su due posizioni — una per lo stereo e l'altra per il mono da 78 giri al minuto. In effetti il pick-up utilizza un'asta a sbalzo di lega di alluminio con una puntina di zaffiro oppure di diamante, la cui sospensione posteriore è quasi egualmente cedevole in tutte le direzioni, ed infine pilota gli elementi a cristallo per mezzo di due bracci perpendicolari tra loro ed a 45° rispetto alla superficie del disco. La diafonia di tipo meccanico tra le due unità risulterà funzione solo del rapporto tra le cedevolezze di compressione e di flessione. Ora, supponendo il materiale isotropico, la cedevolezza dovuta a pressione è proporzionale al cubo della lunghezza ed inversamente proporzionale

al cubo dello spessore per la larghezza, mentre la cedevolezza dovuta alla compressione è proporzionale alla lunghezza ed inversamente proporzionale all'area della sezione trasversale. Perciò per una data sezione trasversale si può ottenere un buon grado di isolamento aumentando il rapporto tra lunghezza e larghezza, e per ottenere 26 dB di isolamento, ad esempio, è necessario un rapporto tra lunghezza e larghezza di solo 4 : 1.

I cristalli di zirconato di piombo funzionanti in flessione sono sostenuti posteriormente da un blocco rigido di plastica e nella parte centrale viene posto un elemento smorzante aggiuntivo e questo funziona anche da supporto per l'asta della puntina. Le sezioni dei cristalli sono disposte ortogonalmente tra loro ed a 45° rispetto al piano orizzontale.

Il circuito elettrico equivalente è riportato in figura 6. L'asta della puntina è pilotata dal disco, la massa M1 e la cedevolezza Cm1 sono rispettivamente la massa in moto e la forza data dalla reazione della stessa puntina. Normalmente la cedevolezza, tra la estremità della puntina e gli elementi cedevoli pilotanti i cristalli, può essere considerata nulla e perciò può essere trascurata la diminuzione di moto dovuta all'attrito tra i due corpi in moto. Nel punto di contatto il moto si divide in due componenti che vanno a comandare i due identici elementi al cristallo. La serie delle masse degli elementi di accoppiamento forma dei circuiti risonanti, che modificano considerevolmente l'alta frequenza della diafonia.

Le resistenze rappresentano le perdite introdotte volutamente nel sistema in modo da rendere più piatta possibile la curva di risposta del fonorivelatore:

La forza sviluppata sfruttando le due cedevolezza del cristallo stesso è convertita in una forza elettromotrice in serie alla capacità elettrica del cristallo. È proprio il valore finito di tale capacità, che limita la tensione di uscita alle basse frequenze quando il pick-up è chiuso su un valore pratico di resistenza. La massa in serie tra l'asta ed il cristallo è la massa totale dell'elemento di accoppiamento.

L'altra metà del circuito rappresenta il

carico imposto nel punto di contatto dall'altro cristallo. Qui, la massa in moto riflessa dell'elemento di accoppiamento dall'altro canale è ridotta perché il funzionamento risulta in flessione piuttosto che in compressione, mentre la cedevolezza è aumentata.

La bassa frequenza per la diafonia è data, per tutti gli scopi, dal rapporto tra le cedevolezza. L'impedenza complessa data dal secondo cristallo e dai suoi supporti è connessa in parallelo alla cedevolezza dovuta alla compressione; si hanno diversi circuiti risonanti su frequenze differenti, e se l'impedenza aumenta eccessivamente si avrà un aumento di diafonia.

Durante questa analisi si è considerato funzionante un solo canale, ma poiché entrambi i canali sono simmetrici ed identici, i risultati possono essere estesi a ben ragione qualora funzionino contemporaneamente. Dal momento che i pick-up sono dispositivi ad alta impedenza, può essere utilizzata una connessione posta ad una massa comune senza introdurre alcun sostanziale aumento di diafonia dovuto alla impedenza di massa comune. Si sarà notato sin dall'inizio e man mano in seguito come sia molto difficile una analisi rigorosa per questo tipo di fonorivelatore e pertanto normalmente si fa più affidamento sui tentativi sperimentali e sugli errori commessi che ad un vero e proprio procedimento di progetto che tenga presente le caratteristiche meccaniche e piezoelettriche fondamentali.

Paragonando con il fonorivelatore per un singolo canale, si noterà che l'effettiva massa dinamica riferita alla puntina deve essere maggiore di quella necessaria per un singolo canale e per lo stesso cristallo. Per il fatto che l'impedenza risulta un numero complesso, questa varia rapidamente con la frequenza, ed è responsabile della diafonia per ampie variazioni, specialmente alle frequenze più alte. Mentre, teoricamente, l'impedenza meccanica del fonorivelatore a due canali non dovrebbe essere apprezzabilmente maggiore di quella di un singolo canale (per l'effetto disaccoppiante degli organi della trasmissione), in realtà per una data sensibilità è stato generalmente provato che l'impedenza meccanica è circa il 50%

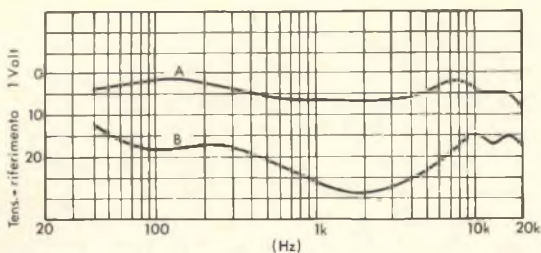


Fig. 7 - Le curve A e B mostrano rispettivamente il segnale richiesto e la diafonia nel secondo canale, per un fonorivelatore ceramico caricato da $2\text{ M}\Omega$ e con un peso in movimento di 5 g. La temperatura è 21°C ed il disco di prova è il TC 5702.

maggiore di quella di un fonorivelatore ad un singolo canale.

La costante meccanica esterna di questo fonorivelatore è alla frequenza di 30 Hz circa 5×10^{-6} cm/dina. Il valore massimo della massa alla frequenza di 10 kHz è di 7,5 mg, ed il peso in moto da 3 a 4 g. La figura 7 mostra la curva di risposta di questo pick-up. Non si richiede un'alta fedeltà, pur tuttavia dà un risultato accettabile per apparecchiature domestiche.

Come è facile aspettarsi, l'impedenza meccanica di entrata varia in funzione della frequenza nel modo rappresentato in figura 8. L'aumento alle basse frequenze è dovuto quasi interamente alla rigidità delle parti di montaggio e di smorzamento. Tutte queste parti sono costituite da acetati e cloruri di vinile oppure da altro materiale termo-plastico. Le costanti elastiche di questi materiali plastici variano piuttosto ampiamente con la temperatura, e sia l'uscita che la cedevolezza

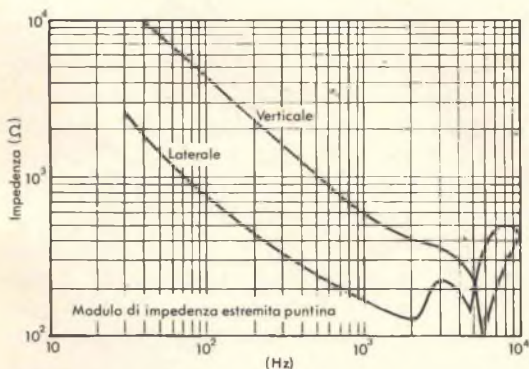


Fig. 8 - I grafici mostrano come varia (lateralmente e verticalmente) l'impedenza dell'estremità della puntina variando la frequenza del segnale.

za diminuiscono con l'aumentare della temperatura come si nota in figura 9. Il 90% circa di tutti i fonorivelatori moderni per due canali sono a cristallo o ceramici.

Per riassumere si può dire che un fonorivelatore a cristallo presenta quali principali vantaggi, il basso costo, la facilità della confezione, ed un'altra tensione di uscita, che sono appunto le richieste per trasduttori di uso domestico. Tutti i pick-up a cristallo presentano due elementi sensibili solo a forze nella direzione del loro piano e non sono ancora apparsi sul mercato fonorivelatori a cristallo del tipo a somma o a differenza.

FONORIVELATORI MAGNETICI

I fonorivelatori magnetici sono fondamentalmente diversi da quelli a cristallo, in quanto la tensione di uscita è proporzionale alla velocità dell'ancoretta e quindi alla profondità di modulazione del solco del disco, mentre i dispositivi a cristallo producono una tensione che è proporzionale alla forza applicata al cristallo ed, in prima approssimazione, all'ampiezza del solco modulato.

Al fine di ottenere un'ampia risposta in frequenza ed un basso peso in movimento, la massa dinamica e la forza di reazione del sistema in moto devono essere minime. Alle alte frequenze dell'ordine di 10 kHz, le accelerazioni maggiori di 1.000 g sono sperimentate per gli alti livelli di modulazione così per pesi in movimento dell'ordine di 1,5 g la massima massa dinamica relativa alla estremità della puntina dovrebbe essere di circa 1 mg.

La maggioranza dei fonorivelatori magnetici sono del tipo a magnete mobile, sebbene per le ovvie restrinzioni i sistemi a riluttanza variabile, utilizzando la stessa configurazione meccanica di quelli a magnete mobile (ma con un magnete polarizzante esterno), cominciano solo ora ad apparire in numero crescente sul mercato. Le maggiori considerazioni ai fini del progetto ed i risultati sono approssimativamente simili a quelli usuali dei fonorivelatori magnetici a magnete mobile, sebbene sia possibile almeno in teoria ridurre il momento di inerzia (e conseguentemente l'impedenza meccanica al-

le alte frequenze) sostituendo un tubetto a pareti sottili invece della sbarretta ripiena usata nei sistemi a magnete mobile. Si raggiunge in tal modo rapidamente la saturazione magnetica per la riduzione sensibile dell'area della sezione trasversale dell'armatura.

Il circuito magnetico consta essenzialmente di due coppie di poli disposti simmetricamente rispetto alla linea centrale dell'armatura con le bobine del pick-up avvolte sui gioghi e colleganti poli opposti di ciascuna coppia. L'armatura generalmente consiste in un piccolo magnete cilindrico avente diametro di circa 0,030 pollici e lungo 0,1 pollici collegato ad un tubo a pareti sottili di alluminio o duralluminio lungo approssimativamente 0,3 pollici e portante all'estremità una punta di diamante di piccole dimensioni. Tutto il complesso è sostenuto da una cerniera cedevole posta nel baricentro ed in alcuni modelli viene connessa una barra di collegamento generalmente di acciaio inossidabile avente un diametro di 0,002 pollici, per prevenire spostamenti longitudinali. Per un buon proporzionamento della barra di collegamento può essere utilizzato anche un collare in plastica in modo da ottenere una maggior forza di reazione, funzionando questo da supporto centrale e da smorzatore. La cerniera può essere fatta da una varietà di elastomeri, sia un polimero di cloruro di plivinile sia acetato di plivinile, talvolta è utilizzata gomma di butile e neoprene. I siliconi non hanno avuto molta fortuna per la loro intrinseca forza smorzante. Il successo o meno dei pick-up è dovuto essenzialmente alla progettazione di questa sezione portante, che è fortemente sollecitata nella direzione della forza sviluppata dal peso in movimento, in quanto è ben noto che la maggior parte degli elastomeri non presenta una relazione lineare tra le sollecitazioni e le deformazioni sotto queste condizioni. Inoltre l'isteresi produce distorsione alla parte centrale ed è molto raro che questo coincida col suo centro di gravità, ne risulta che al crescere della frequenza, aumenta la massa effettiva riducendo in tal modo alle alte frequenze la capacità del sistema nel seguire il solco.

La massa statica di questo sistema è compresa tra 8 e 20 mg in funzione

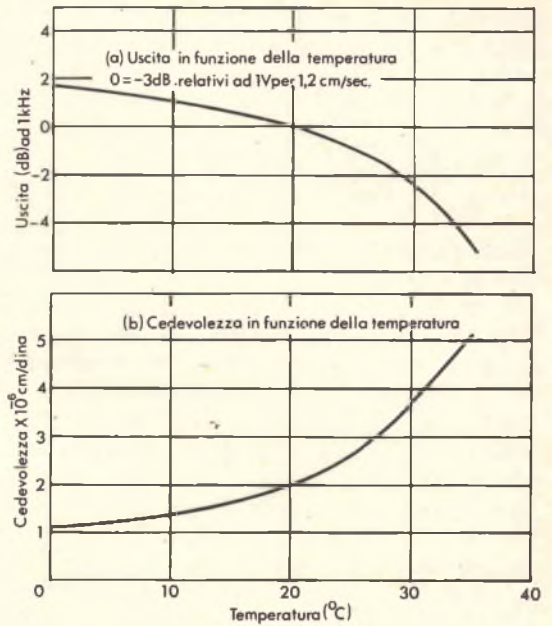


Fig. 9 - Variazione con la temperatura in un fonorivelatore a cristallo.

del particolare progetto, e la massa dinamica a 10 kHz nei migliori progetti può raggiungere da 1,2 a 2 mg. La cedevolezza statica varia tra 5×10^{-6} cm/dina e nei casi estremi, 40×10^{-6} cm/dina, ma per lo smorzamento meccanico introdotto deliberatamente (dovuto alle perdite nella cerniera plastica e talvolta anche per la presenza di siliconi oppure altri grassi), l'impedenza meccanica può diventare quasi interamente resistiva tra i limiti di 100 Hz e 10 kHz.

La distanza tra il magnete e le espansioni polari è di circa 0,15 millesimi di pollice e per l'efficiente circuito magnetico, utilizzante generalmente mumetal, oppure altri materiali ad alta permeabilità magnetica, il flusso disperso è estremamente basso e dal punto di vista magnetico il sistema è estremamente efficiente. La sensibilità è usualmente dell'ordine di 1 fino a 2 mV/cm/s sebbene alcuni fonorivelatori giapponesi abbiano prodotto una tensione di uscita cinque volte superiore a questa. Lo sviluppo di questo elegante tipo di fonorivelatore è dovuto a Schindt di Elac, in Germania, e si è poi esteso abbondantemente in tutto il mondo.

Per la simmetria magnetica, la mutua induzione tra le bobine è piccola e la

diafonia derivante da questo fattore è usualmente minore di -40 dB, mentre il massimo di diafonia varia tra i -10 dB e i -15 dB agli estremi della banda di frequenza (20 Hz e 20 kHz) migliorando al massimo di circa -30 dB alle frequenze intermedie, vale a dire, da 500 Hz a 3 kHz. Questa diafonia è dovuta quasi interamente alle non desiderate vibrazioni dell'armatura. Come esempio, aumentando la lunghezza della puntina di solo 0,01 millesimi di pollice può aumentare la diafonia a causa di vibrazioni torsionali di 15 dB nel campo delle medie ed alte frequenze. Nonostante tale condizione tecnica critica, si ottengono risultati impressionanti dai migliori fonorivelatori del tipo a magnete mobile.

Il campo di applicazione (e quindi la sensibilità) del trasduttore a campo magnetico variabile, sia a riluttanza variabile che a magnete mobile, è limitato dalla saturazione dell'armatura o dei poli magnetici e dalla « cedevolezza negativa » dovuta all'attrazione dell'armatura da parte del campo magnetico costante.

Se il campo magnetico supera il valore critico, allora l'armatura viene attratta e costantemente trattenuta dalla espansione polare interessata e non si può ascoltare la registrazione sonora! È proprio questa « cedevolezza negativa » che generalmente limita la sensibilità del pick-up, richiedendo bobine di parecchie migliaia di spire di filo sottile calibrato per produrre un'uscita utilizzabile.

PICK-UP A BOBINA MOBILE

Il pick-up a bobina mobile non risente alcuno degli svantaggi precedentemente menzionati. Se il campo magnetico è lineare e questa condizione non è difficile da ottenere l'uscita sarà strettamente legata alla velocità, con cui si sposta la bobina e non vi sarà alcuna distorsione inerente a ciò.

Per l'assenza della cedevolezza negativa il campo magnetico può essere aumentato e quindi le sollecitazioni dovute ad esso possono essere dell'ordine di 15 kG invece che di poche decine oppure centinaia di gauss. Oltre all'aumento di uscita si può proporzionalmente migliorare il rapporto segnale-rumore. Il segreto della riuscita è nel progetto della bobina e del sistema portante.

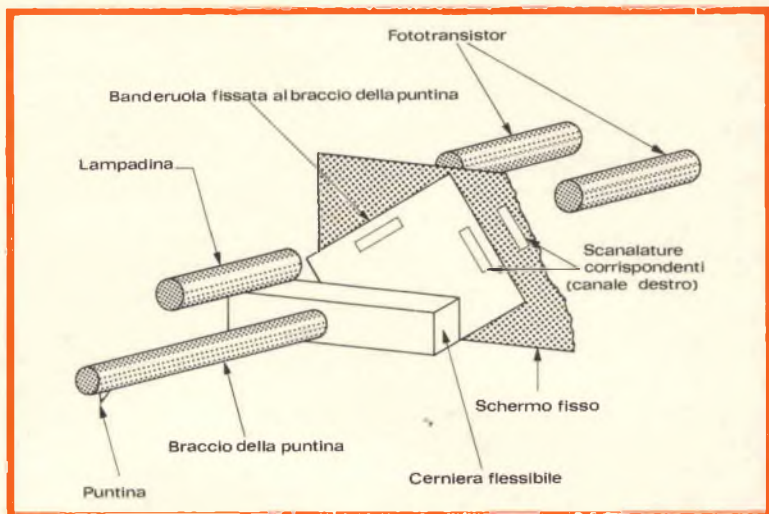
Il più popolare fonorivelatore a bobina mobile utilizza una piastrina di forma rettangolare avente l'area di 2 mm^2 e spessore 0,5 mm sulla quale vengono poste simmetricamente quattro bobine di dieci spire ciascuna.

Così ciascun generatore è formato da due bobine disposte in serie: perpendicolarmente al piano v'è un'asta tubolare di alluminio lunga 7 mm e portante all'estremità libera la puntina. Il terminale posteriore della bobina è flessibile montato su un tubo di acciaio, che costituisce un polo del magnete. L'altro polo, posto di fronte alla bobina è sagomato in modo da attirare l'asta ed il suo tubo di protezione. Il montaggio flessibile è dotato di un blocco per lo smorzamento disposto per prevenire spostamenti in avanti e indietro. V'è però un moto di torsione, che produce una risonanza nel campo di frequenza da 7 kHz a 9 kHz. Il rapporto tra la lunghezza dell'asta e la dimensione della bobina è di 7 : 1, per cui si ottiene un'impedenza meccanica di ingresso estremamente bassa.

La cedevolezza statica è dell'ordine di 20×10^{-6} cm/dina, ma a causa dello smorzamento meccanico la componente resistiva diventa preponderante tra i 100 Hz ed i 3 kHz, e vale approssimativamente 40 Ω . La risonanza della puntina è sui 26 kHz tenendo conto di 1,24 milligrammi per la sua massa. Le bobine presentano una bassa impedenza, circa 2 Ω , ed è usato un trasformatore per l'adattamento e per innalzare la sensibilità di tensione a circa 2 mV/cm/s.

I migliori fonorivelatori magnetici (sia a riluttanza variabile che a magnete mobile) descritti precedentemente generalmente sono in grado di fornire una risposta in frequenza da 20 Hz a 10 kHz con uno scarto di ± 1 dB e da 10 kHz a 20 kHz con uno scarto di ± 2 dB. La diafonia generalmente si aggirerà sui 25 dB tra 400 Hz e 5.000 Hz, peggiorando gradatamente di 10 dB oppure 15 dB per i valori estremi del campo di frequenza. Con pick-up più a buon mercato la curva di risposta è alquanto più variabile ed è caratterizzata generalmente da un picco di pochi dB tra 5 kHz, mentre alle più alte frequenze v'è una risonanza dovuta al contatto tra puntina e disco.

Fig. 10 - Rappresentazione schematica del fonorilevatore Toshiba C 100 P.



PICK-UP « ESTENSIGRAFO »

Recentemente sono stati introdotti sul mercato parecchi tipi nuovi di trasduttori, tra i quali il trasduttore estensigrafo che a differenza dei pick-up magnetici e piezoelettrici non è un generatore, ma funziona modulando una corrente continua fornita da una sorgente esterna in accordo col segnale meccanico di informazione. Il vero e proprio trasduttore è costituito da un piccolo elemento al silicio drogato, di dimensioni 0,020 x 0,008 x 0,004 pollici, analogo a quello adoperato dai moderni transistori.

È collegato ad un'asta plastica, che a sua volta è pilotata per mezzo di un organo flessibile dalla puntina. Per lo stereo si utilizzano due organi flessibili ed il generale assemblaggio è molto simile a quello del moderno fonorivelatore ceramico. Il modo di funzionamento del trasduttore sta nella variazione della resistenza quando si è in presenza della forza di reazione della puntina e tale variazione è lineare per cui facendo in modo da avere una corrente costante attraverso l'elemento al silicio, il trasduttore è inevitabilmente senza distorsioni. L'elemento al silicio è alimentato con corrente costante e la tensione risultante, che è proporzionale allo spostamento della puntina grammofonica, viene applicata ad un amplificatore per mezzo di un condensatore di accoppiamento. In tal modo in prima approssimazione la curva di rispo-

sta è analoga a quella del fonorivelatore a cristallo oppure ceramico.

L'abilità nel progettare questo tipo di pick-up consiste tanto nel proporzionare le dimensioni e nello scegliere il materiale dei vari organi, quanto nel dare un buon trasferimento meccanico al segnale prelevato dal disco, tenendo contemporaneamente presente che l'impedenza meccanica dell'elemento di trasduzione è parecchia centinaia di volte superiore all'impedenza ammissibile per l'estremità della puntina.

Il trasduttore a semiconduttore, a causa della sua piccola dimensione, presenta il vantaggio rispetto al tipo ceramico di avere le proprie frequenze di risonanza fuori dello spettro delle frequenze acustiche (mentre un tipo medio di trasduttore ceramico presenta almeno una frequenza superiore nel campo delle medie ed alte frequenze), benché delle risonanze possono e sono introdotte da altre parti del sistema meccanico.

Un notevole pregio di questo tipo di pick-up si ha per il fatto di ottenere una potenza elettrica in uscita considerevolmente maggiore di quella ottenuta dagli altri tipi di trasduttori e ciò per la presenza dell'elemento modulante. Il confronto tra un pick-up a bobina mobile di alta qualità e questo tipo può risultare abbastanza istruttivo. Il fonorivelatore a bobina mobile richiede un peso in movimento di 1,9 g alla velocità di 20 cm/s ed alla frequenza di 1 kHz e produce una

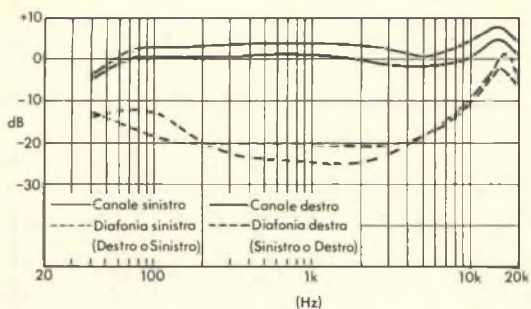


Fig. 11 - Curve di risposta in frequenza per un fonorivelatore fotoelettrico.

tensione di uscita di 800 mV da una sorgente avente impedenza di 2 Ω . Per una potenza d'ingresso di 2,7 mW si ricava una potenza di uscita di 0,32 mW, e quindi l'efficienza della conversione vale 0,012%. Un normale pick-up estensigrafo richiede un peso in movimento di 3 g alla velocità di 20 cm/s ed alla frequenza di 1 kHz e produce una tensione di uscita di 120 mV da una sorgente avente impedenza di 400 Ω . Per una potenza di ingresso di 4,2 mW si ricava una potenza di uscita di 36 mW, e quindi il rendimento totale della conversione vale 1,16%.

La distorsione è lodevolmente bassa, ed il rapporto segnale-rumore più che adeguato, ma la risposta in frequenza e la diafonia sono inferiori rispetto alle migliori unità magnetiche; infine possono esserci degli inconvenienti a causa della piatezza della curva di risposta in frequenza nei confronti della c.c. della reazione a bassa frequenza, del ronzo del motore a meno che non si impieghi un filtro antironzio adattandolo all'amplificatore.

PICK-UP FOTOELETRICO

Nell'anno 1968 un nuovo tipo di pick-up (o più esattamente una nuova versione di un tipo antiguerra di pick-up) ha fatto una timida comparsa ed è stato denominato pick-up fotoelettrico.

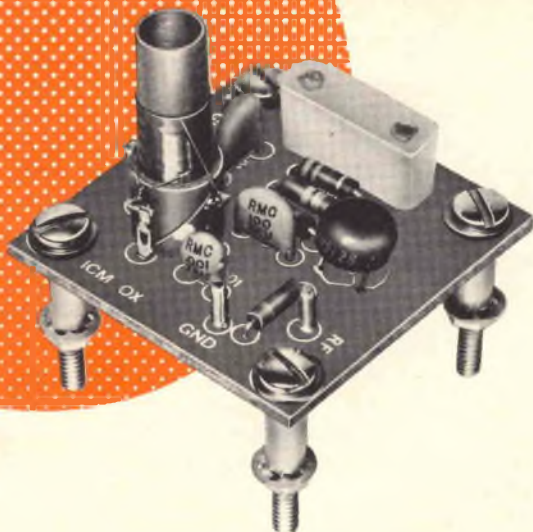
La figura 10 mostra uno schema del sistema. La puntina in diamante è posta all'estremità di un tubo di lega d'alluminio lungo 0,25 pollici ed avente il diametro di 0,02 pollici. L'altra estremità del tubo porta una bandieruola di 0,1 pollici quadrati e spessa 0,002 pollici approssimativamente. Due scanalature, da 0,062 x

x 0,008 pollici, sono ricavate in questa banderuola. Le scanalature sono mutualmente perpendicolari ed a 45° rispetto ad una retta orizzontale. Dietro la banderuola è fissato uno schermo con due scanalature simili e dietro lo schermo vi sono due foto-transistori con due lenti in miniatura per la focalizzazione e ciascuna lente ha un diametro di 0,62 pollici circa. La parte mobile è sostenuta da una cerniera flessibile lunga approssimativamente 0,040 pollici, posta frontalmente rispetto alla banderuola. In condizioni di funzionamento le due coppie di scanalature si sovrappongono del 50%, spostando poi l'estremità della puntina intorno a questa posizione media varierà la parte sovrapposta e di conseguenza il quantitativo totale di luce ricevuto dai due fototransistori ed infine la tensione di uscita ottenuta. La lampadina è alimentata da un generatore di potenza stabilizzata in c.c. e le tensioni di uscita dai foto-transistori sono prelevate da un amplificatore correttivo ed inviate ad un normale amplificatore hi-fi.

Come i fonorivelatori estensigrafici ed i ceramici, questo è un tipo di pick-up a spostamento, nel quale l'uscita è proporzionale all'ampiezza piuttosto che alla velocità. La risposta in frequenza è rappresentata in figura 11, dalla quale risulta che la risonanza principale avviene approssimativamente a 15 kHz mentre a frequenze superiori a 20 kHz il pick-up presenta due risonanze, una a 28 kHz, per la quale la tensione di uscita cade praticamente a zero, e l'altra con un picco marcato a 35 kHz. Queste due risonanze sono probabilmente collegate al sistema dei foto-transistori.

La distorsione a medie e basse frequenze è molto bassa essendo minore dell'1% a 2 kHz ed aumentando al 6% a 5 cm/s a 10 kHz. Questa breve rassegna sui pick-up correntemente disponibili necessariamente sfiora soltanto gli sviluppi tecnici; la considerevole esperienza ingegneristica è costantemente applicata nei suddetti problemi e, sebbene sia remota la possibilità di nuove forme di trasduttori, continuamente vengono trovati miglioramenti di progetti già esistenti, per cui qualsiasi rassegna non può risultare aggiornata.

(Da « Wireless World », dicembre 1969)



**SCATOLE
DI
MONTAGGIO**

OSCILLATORE A. F.

UK 905 - UK 900

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di frequenza	UK 905: da 3.000 kHz a 19.999 kHz
Gamma di frequenza	UK 900: da 20.000 kHz a 60.000 kHz
Uscita alta frequenza:	0,2 V _{rms} a 50 Ω (min.)
Alimentazione:	6 Vc.c. - da un min. di 4 V a un max. di 9 V
Tolleranza di frequenza con quarzi:	0,02%
Temperatura di funzionamento:	da 0°C a 50°C
Variazione di frequenza in funzione della variazione di tensione di 1 V:	0,001%
Variazione di livello di uscita in funzione della variazione di tensione di 1 V:	2 dB circa

Le scatole di montaggio UK 905 e UK 900 consentono di realizzare due oscillatori ad alta frequenza, il primo dei quali copre la gamma da 3.000 a 19.999 kHz ed il secondo la gamma da 20.000 a 60.000 kHz. Sfruttando rispettivamente la seconda e la terza armonica dell'oscillatore è possibile estendere la gamma di lavoro fino a 180 MHz.

L'UK 905 può essere vantaggiosamente impiegato in unione al miscelatore UK 920, all'amplificatore R.F. UK 925 e all'amplificatore di potenza UK 930 mentre l'oscillatore UK 900 può essere impiegato in unione al miscelatore UK 910 all'amplificatore R.F. UK 915 e all'amplificatore di potenza UK 930.

Mediante le scatole di montaggio

UK 905 e UK 900 è possibile realizzare due oscillatori ad alta frequenza che possono coprire una gamma di frequenza molto estesa purché nell'apposito zoccolo sia inserito un quarzo.

Gli oscillatori UK 905 e UK 900 sono destinati ad impieghi di carattere generale dove sia richiesta una buona stabilità di frequenza. Infatti l'uso di un cristallo consente di ottenere la stabilità dello 0,02%, rispetto alla frequenza nominale per cui sulla frequenza di 3.000 kHz si potrà notare uno spostamento massimo di 600 Hz e sulla frequenza di 60 MHz uno spostamento di 12 kHz.

Si tratta di una stabilità che, pur non essendo eccezionale, è più che sufficiente per soddisfare le normali esigenze senza ricorrere all'impiego di costosi dispositivi termostatici.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico dell'oscillatore UK 905 e UK 900, visibile in figura 1, è costituito da un transistor 2N 3643 (oppure da un transistor 2N 5128). Questo circuito, che si può far derivare dal classico Colpitts, ha la caratteristica di poter fun-

zionare da moltiplicatore di frequenza: infatti, inserendo il quarzo fra la base e la massa, oltre che sulla frequenza nominale l'oscillatore può essere accordato sulla seconda, terza e quarta armonica.

L'accordo del circuito oscillante sulle varie gamme di frequenza si ottiene mediante una serie di bobine (due per l'UK 905 e una per l'UK 900) e includendo o escludendo, a seconda dei casi, il resistore R e la capacità C, come è indicato nella tabella 1.

La potenza di uscita, che è dell'ordine di 1 mW, è più che sufficiente per consentire all'oscillatore di assolvere ai compiti per cui è stato progettato.

CONSIGLI SULLE OPERAZIONI DI MONTAGGIO

Le operazioni di montaggio degli oscillatori non presentano eccessive difficoltà e sono facilitate dalla riproduzione fotografica e da quella serigrafica del circuito stampato, che sono riportate rispettivamente nella figura del titolo e in figura 2.

Per effettuare la saldatura dei componenti sul circuito stampato è consigliabile impiegare della lega di stagno autosaldan-

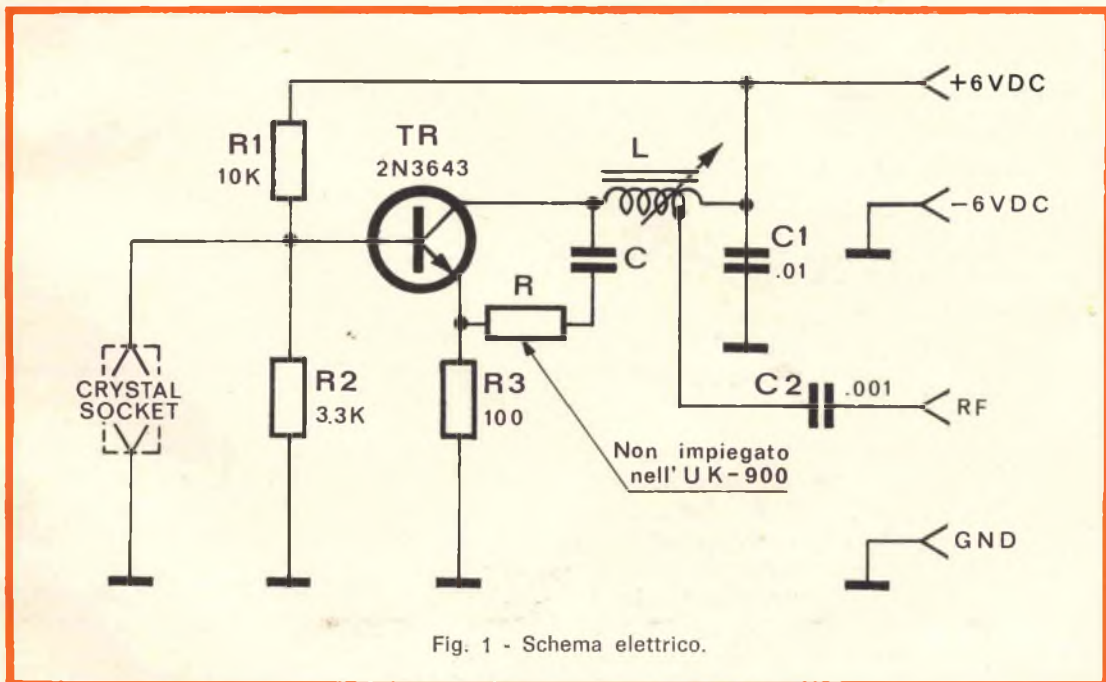


Fig. 1 - Schema elettrico.

TABELLA 1

Bobina	Gamma in kHz	Capacità di C in pF	Resistenza di R in ohm	Caratteristiche delle bobine
UK 905	3.000 - 6.000	100	82	punto bianco, con nucleo
	6.000 - 10.000	100	82	punto giallo, con nucleo
	10.000 - 20.000	non usata	non usata	punto giallo, senza nucleo
UK 900	20.000 - 45.000	6,8	esclusa	punto rosso, con nucleo
	45.000 - 60.000	6,8	esclusa	punto rosso, senza nucleo

te con anima disossidante alla colofonia del tipo 50/50 o 60/40 (G.B.C. LC/0010-00 oppure LC/0020-00), ed un saldatore la cui potenza non superi i 25/30 W. Questa precauzione è indispensabile allo scopo di evitare il surriscaldamento dei componenti e di conseguenza del circuito stampato.

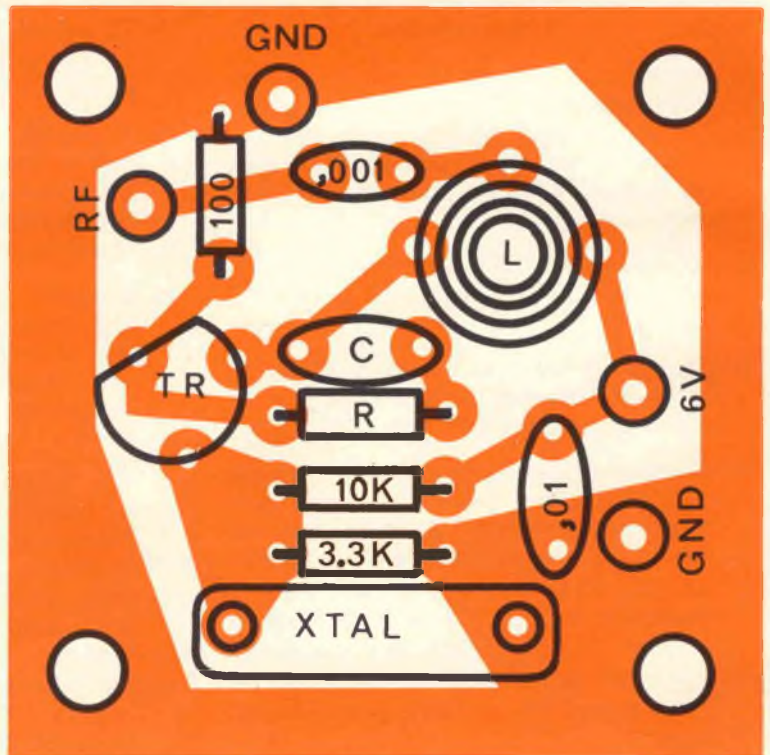
I componenti, come è messo in evidenza dal disegno di figura 3, dovranno

essere montati sul lato isolato della piastrina a circuito stampato dove sono incise le relative sigle, oppure il loro valore, di modo che è assolutamente impossibile commettere degli errori di montaggio.

I terminali di ciascun componente, dopo che sono stati fatti passare attraverso gli appositi fori, dovranno essere tagliati in modo che sporgano per una lunghezza di



Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.



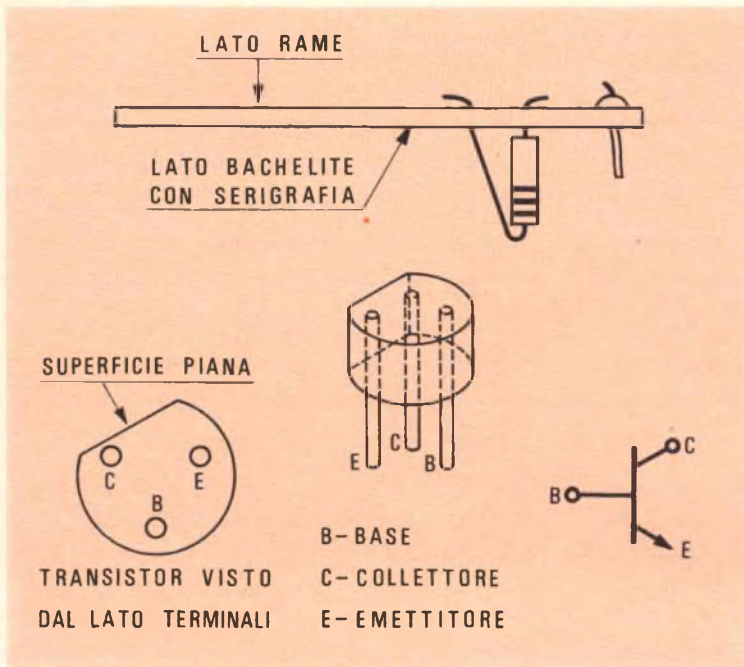


Fig. 3 - Metodo d'inserzione dei componenti sulla piastra a C.S. e disposizione del terminale del transistor.

uno o due millimetri e saldati sul circuito stampato.

Le varie fasi di montaggio dell'oscillatore si effettueranno attenendosi al seguente ordine di successione:

- 1) I connettori di ingresso, di uscita e di alimentazione in genere vengono fissati sul circuito stampato in fabbrica; nel caso contrario, come prima operazione si dovrà procedere alla loro saldatura.
- 2) Saldare ai relativi terminali del circuito stampato i resistori da 100 Ω , 3,3 k Ω e 10 k Ω .
- 3) Saldare lo zoccolo porta cristallo e, successivamente, i condensatori a disco ceramico da 0,01 a 0,001 μF .
- 4) Montare il transistor 2N 3643 (oppure 2N 5128), i cui terminali sono facilmente individuabili. È sufficiente infatti far corrispondere la parte rettilinea del cerchio disegnato sul circuito stampato, e che reca internamente la dicitura TR, con la sezione piana del transistor affinché i terminali si presentino nell'esatta posizione dinnanzi ai fori.

Durante le operazioni di montaggio del transistor occorre evitare che i suoi terminali si attorciglino fra loro dando luogo a dannosi cortocircuiti. La saldatura dei terminali dovrà essere eseguita rapidamente per evitare danni irreparabili al transistor.

- 5) In relazione alla gamma di frequenza che si desidera coprire si inseriranno sul circuito stampato il resistore R, il condensatore C e la bobina L, attenendosi alla tabella sopra riportata.
- 6) Eseguite le operazioni di saldatura, non resta che tagliare le eccedenze dei terminali, sul circuito stampato, che fuoriescono dalle saldature ed inserire il cristallo adatto alla frequenza scelta.
- 7) Allo scopo di ottenere che l'oscillatore lavori su una prefissata gamma di frequenze, come si può osservare dalla tabella, può essere richiesta, o meno, la presenza del nucleo nell'interno del supporto su cui è avvolta la bobina.

Se occorre il nucleo, questo dovrà essere fatto penetrare totalmente all'interno del supporto in maniera che

si trovi in perfetta corrispondenza con l'avvolgimento.

- 8) Effettuare le connessioni con il circuito esterno si applicherà, agli appositi terminali, la tensione di 6 V tenendo presente che il negativo dovrà fare capo al terminale di massa (GND).
- 9) L'uscita dovrà essere prelevata sui terminali RF e GND, che sono vicini al resistore da 100 Ω . Si tratta di una uscita a bassa impedenza da accoppiare agli altri circuiti.
- 10) Il funzionamento dell'oscillatore dovrà essere immediato a meno che siano stati commessi degli errori nella scelta delle bobine, rispetto alla frequenza del cristallo, o che nel circuito siano presenti delle saldature fredde.

Il circuito dell'oscillatore è stato sottoposto a numerosissime prove per cui il suo funzionamento è da ritenere certo. Anche il transistor è stato accuratamente controllato prima di essere incluso nella scatola di montaggio.

APPLICAZIONE E MESSA A PUNTO DELL'OSCILLATORE

Come abbiamo già precisato l'oscillatore non richiede alcuna operazione di messa a punto: sebbene la tensione ottima di alimentazione sia di 6 V, esso può essere impiegato con tensioni comprese fra 4 e 9 V, senza che si notino sensibili variazioni nella potenza di uscita.

Essendo in grado di fornire una potenza di uscita dell'ordine di 1 mW, l'oscillatore può essere impiegato tanto come generatore di segnali quanto come oscillatore



ARCO SOCIETÀ PER L'INDUSTRIA ELETTROTECNICA S.p.A.

Sede Legale e Direzione Commerciale a Milano
Stabilimenti a Sasso Marconi, Firenze e
Terranova Bracciolini (Valdarno)

Organizzazione Commerciale per l'Italia
Uffici Regionali a Milano, Roma, Bologna e Torino
Agenzie esclusive a Genova, Napoli, Bari e Palermo

Condensatori in film plastico e carta/olio
Componenti di deflessione per televisori b/n e colore
Motorini c. c.

**ANCHE IL SETTORE
DEI RICAMBI
E' SEGUITO DALLA ARCO
CON UNA VASTA GAMMA DI TIPI
E CON UNA ORGANIZZAZIONE
SPECIFICA
SIA IN FABBRICA
SIA AI PUNTI DI VENDITA**

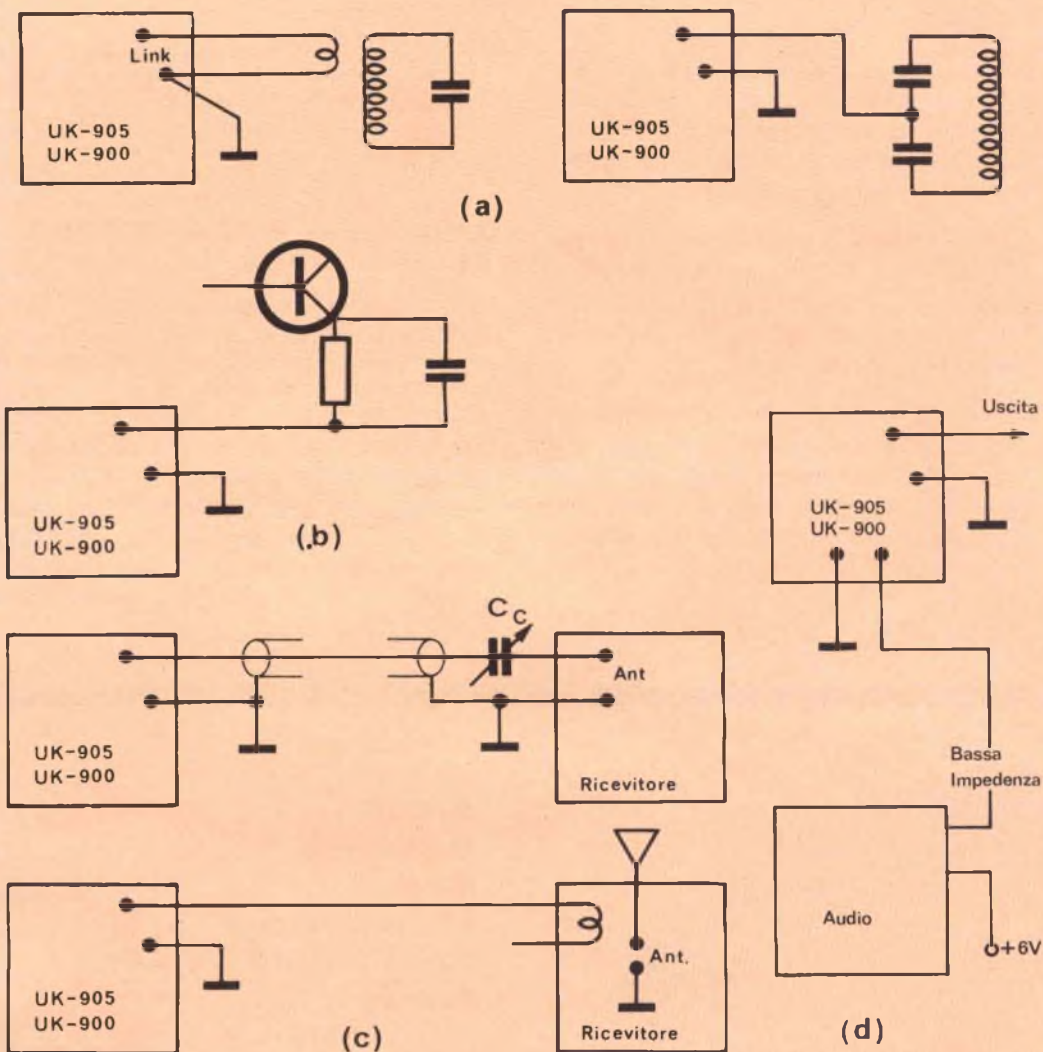


Fig. 4 - Possibilità di collegamento dell'oscillatore.

locale. Funzionando come generatore di segnali potrà essere modulato da una sorgente audio, proveniente da un circuito a transistori, avente una impedenza di uscita di 300Ω . Il collegamento in questo caso dovrà essere eseguito come indicato in figura 4.

L'oscillatore UK 905 può essere impiegato vantaggiosamente in unione al mixer UK 920 e all'amplificatore UK 925 per realizzare un ottimo convertitore di frequenza, ed insieme all'amplificatore di potenza UK 930 per ottenere un semplice TX.

Sempre per i medesimi scopi, se pur logicamente con una frequenza diversa, l'UK 900 può essere impiegato in unione al mixer UK 910, all'amplificatore UK 915 e all'amplificatore di potenza UK 930.

Un'ultima nota riguarda il cristallo che deve essere scelto in funzione della frequenza desiderata. Naturalmente, a migliori caratteristiche del cristallo, corrisponderanno migliori prestazioni dell'oscillatore.

In vendita presso le Sedi G.B.C. a L. 4.700



SCATOLE DI MONTAGGIO

MISCELATORE A R.F.

UK 920 da 2,3 ÷ 27 MHz

UK 910 da 12 ÷ 170 MHz

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: da 6 a 12 Vc.c.
7 mA

Gamma di frequenza:

UK 920 da 2,3 a 27 MHz

UK 910 da 12 a 170 MHz

Guadagno di conversione:

12 dB a 3 MHz

6 dB a 160 MHz

Sensibilità: migliore di 1 μ V

Accoppiamento d'ingresso: induttivo a bassa impedenza

Accoppiamento d'uscita: resistivo non accordato.

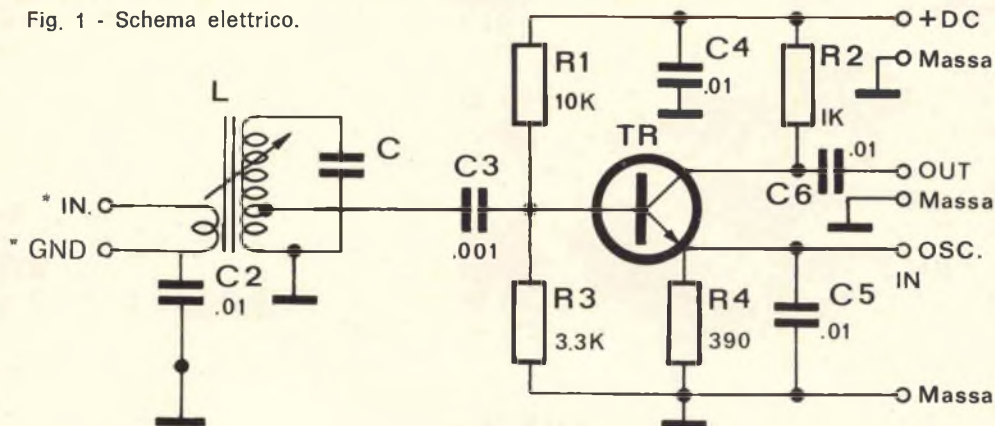
Questa scatola di montaggio, consente di costruire uno stadio miscelatore a radio frequenza a transistori che, con l'impiego di differenti bobine e capacità, può coprire la gamma compresa fra i 2,3 e i 27 MHz UK 920 oppure 12 ÷ 170 MHz UK 910 ed è particolarmente indicato per realizzare dei convertitori di frequenza o altri circuiti di simile uso.

CIRCUITO ELETTRICO E FUNZIONAMENTO



Il circuito elettrico del miscelatore di frequenza UK 920 e UK 910, visibile in figura 1, è costituito da uno stadio sintonizzato in cui si impiega un transistor 2N5130 con emetti-

Fig. 1 - Schema elettrico.



* Questi punti nel caso di collegamento con l'amplificatore UK 925 o UK 915 vanno collegati ai punti indicati con HI e LO sul circuito stampato dello stesso. In tutti gli altri casi il punto * GND va collegato a massa e il punto * IN all'antenna.

tore comune, stabilizzato tramite un partitore di base e un resistore di emettitore. Questo transistor consente di ottenere una conversione di frequenza con delle ottime caratteristiche avendo un segnale/disturbo molto elevato.

La copertura di banda viene assicurata da una serie di due bobine per ogni singolo UK ciascuna delle quali è contrassegnata da uno dei seguenti punti colorati: bianco, giallo per l'UK 920, rosso e verde per l'UK 910. Le prime due bobine, coprono la gamma che va da 2,3 a 27 MHz le altre due, assicurano la copertura di 12 a 170 MHz.

La larghezza di banda di ciascuna sottogamma, come è indicato nella tabella 1, si ottiene shuntando le suddette bobine con dei condensatori di adatto valore, che sono forniti con la scatola di montaggio.

Desiderando, per esempio, che il miscelatore UK 910 abbia un ingresso sintonizzato sulla gamma 120-145 MHz si dovrà usare la bobina verde, shuntandola con il condensatore che ha la capacità di 6,8 pF.

Questo condensatore nello schema elettrico è indicato con la sigla « C ».

Naturalmente il miscelatore dovrà essere collegato ad un oscillatore a cristallo e a tale scopo ben si presta l'UK 905 in unione all'UK 920 per la gamma 2,3 ÷ 27 MHz e l'UK 900 in unione all'UK 910 per

la gamma 12 ÷ 170 MHz, del quale si utilizzerà la frequenza fondamentale per convertire al valore della media frequenza scelta la gamma compresa fra 3 e 60 MHz, la sua seconda armonica per la gamma che da 60 MHz va a 120 MHz ed infine la terza armonica per la gamma da 120 MHz a 170 MHz.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

Le operazioni di montaggio dell'UK 920 e dell'UK 910 sono molto semplici ed inoltre sono ulteriormente facilitate dalla riproduzione fotografica e da quella serigrafica del circuito montato, visibili rispettivamente nella figura del titolo e in figura 3.

Per effettuare la saldatura dei componenti sul circuito stampato è consigliabile adottare della lega di stagno auto-saldante con anima disossidante alla colofonia del tipo 50/50 o 60/40 (G.B.C. LC/0010-00 oppure LC/0020-00), ed un saldatore la cui potenza non superi i 30 W.

Quest'ultima precauzione è necessaria allo scopo di evitare il surriscaldamento dei componenti e di conseguenza del circuito stampato.

I componenti, come mostra il disegno di figura 2, si monteranno verticalmente sul lato isolato della piastrina a circuito stampato dove sono incise le sigle dei

componenti stessi (per esempio TR per transistori, IN per ingresso, ecc.) oppure il loro valore.

I terminali di ciascun componente si faranno passare attraverso gli appositi fori. Essi saranno tagliati, dal lato del circuito stampato, per una lunghezza di uno o due millimetri e quindi saldati ai terminali del circuito stampato.

Le varie fasi di montaggio si eseguiranno attenendosi al seguente ordine di successione:

1) Saldare i connettori di ingresso, di uscita, di alimentazione e di massa, contrassegnati sulla basetta del circuito stampato con le sigle IN (ingresso), GND (terra) + DC (positivo della batteria di alimentazione), OUT (uscita).

2) Saldare ai rispettivi terminali i resistori da 390 Ω , 3,3 k Ω , 10 k Ω e 1 k Ω .

3) Saldare ai rispettivi terminali i condensatori ceramici da 0,01 e da 0,001 μ F.

4) Montare il transistore 2N5130 i cui terminali sono facilmente individuabili. È sufficiente infatti far corrispondere la parte rettilinea del cerchio riportato sul circuito stampato, e che reca internamente

la dicitura TR, con la sezione piana del transistore, affinché i terminali si presentino nell'esatta posizione di fronte ai fori.

È opportuno agire con la massima precauzione per evitare che durante il montaggio del transistore i suoi terminali di base, di emettitore e di collettore si attorciglino fra di loro.

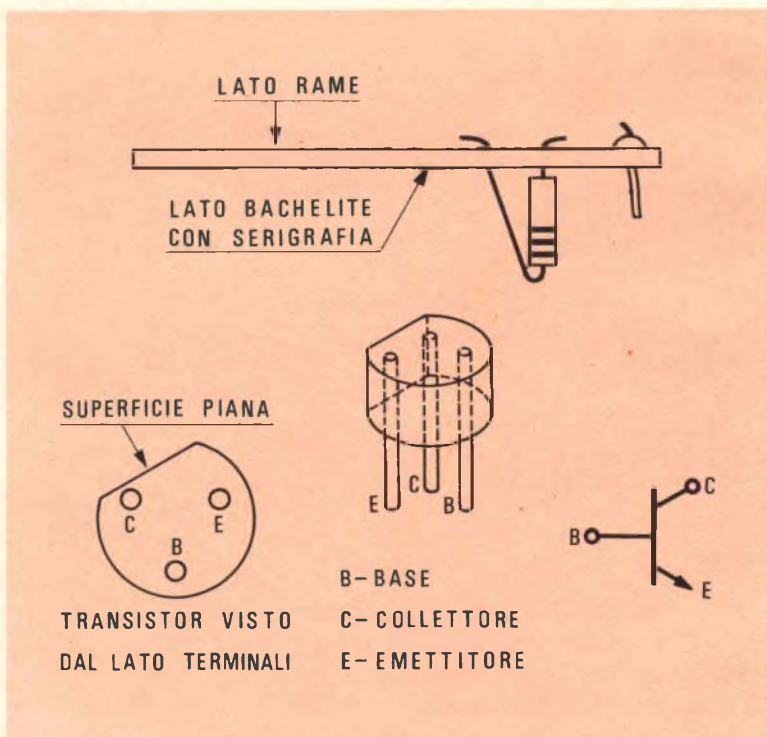
La saldatura dei terminali dovrà essere eseguita nel minor tempo possibile per evitare danni irreparabili al transistore.

5) Scegliere la bobina adatta alla gamma che si desidera coprire e saldarla ai suoi terminali. Anche il condensatore « C » scelto secondo il valore necessario, dovrà essere saldato ai terminali del circuito stampato.

6) Dopo aver stabilito, mediante l'apposita tabella, la lunghezza del conduttore che serve a stabilire l'accoppiamento con la bobina (cioè il link), si salderà una estremità di questo conduttore sul terminale del circuito stampato facente capo al foro IN. Effettuata questa operazione si avvolgerà, il link sopra la bobina e si salderà l'altra estremità in corrispondenza del foro GND.



Fig. 2 - Metodo di inserzione dei componenti sulla piastra C-S, disposizione dei terminali del transistore.



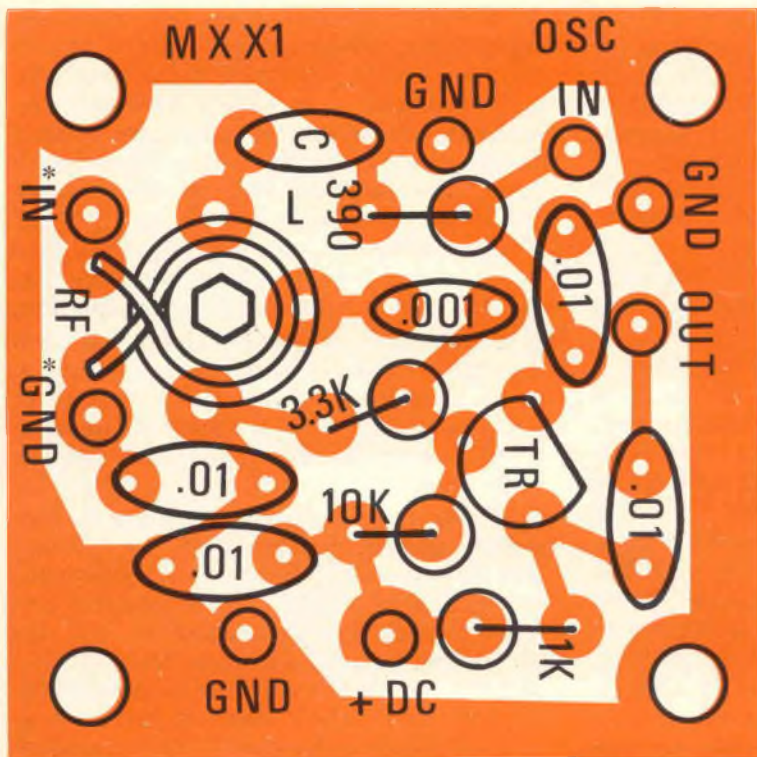


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

7) Si stabilirà la frequenza dell'oscillatore che come si è detto deve essere l'UK 905 per l'UK 920 e l'UK 900 per l'UK 910, che si dovrà iniettare nel circuito miscelatore, la quale dovrà avere una frequenza tale che differisca in più o in meno, del valore della media frequenza desiderata rispetto alla frequenza del segnale in arrivo. Come abbiamo già detto si userà la frequenza fondamentale dell'oscillatore per la gamma fino a 60 MHz, la sua seconda armonica da 60 a 120 MHz e la sua terza armonica da 120 a 170 MHz.

8) Collegare infine l'uscita RF dell'oscillatore all'entrata del miscelatore contrassegnata dalla sigla IN, e le due prese GND, dell'oscillatore e del mixer, tra loro.

IMPIEGO E MESSA A PUNTO

Se il montaggio è stato eseguito attenendosi alle istruzioni non è richiesta alcuna operazione di messa a punto. L'unico inconveniente che si può manifestare e che naturalmente è causa del mancato

funzionamento del mixer, è dovuto alla inversione fra loro dei componenti aventi valore differente.

Il miscelatore UK 920 e UK 910 dispone di un circuito di ingresso accordato per cui può essere collegato direttamente ad una antenna ricevente, come è mostrato in figura 4.

Per conseguire un maggiore guadagno è consigliabile usarlo oltre che in unione all'oscillatore anche in unione all'amplificatore a radio frequenza e precisamente l'UK 920 per l'UK 925 e l'UK 910 per l'UK 915, al quale sarà connesso come indicato in figura 4c, attenendosi alle istruzioni che sono collegate alla scatola di montaggio dell'UK 925 e UK 915 stessi.

Infatti, con l'amplificatore R.F. il mixer ed un oscillatore a cristallo OX, si può realizzare un ottimo convertitore da applicare all'ingresso di un ricevitore qualsiasi, purché la frequenza di uscita del mixer, cioè la frequenza intermedia, sia scelta fra quelle ricevibili con il ricevitore stesso. Per coprire la gamma che va da 2,3 a 27 MHz bisogna impiegare l'amplificatore UK 925, il miscelatore UK 920

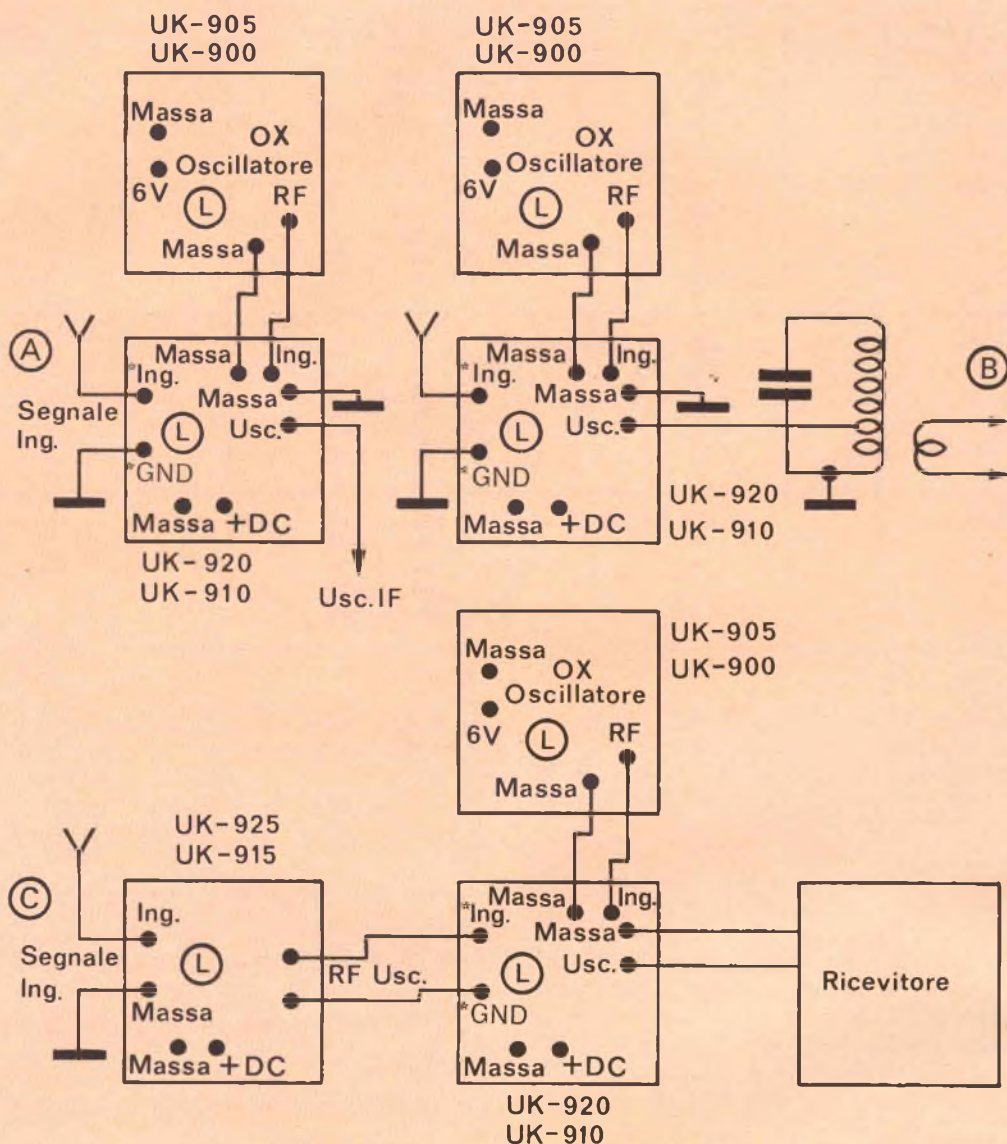


Fig. 4 - Possibilità di impiego del miscelatore a R.F.

e l'oscillatore UK 905, mentre per la gamma $12 \div 170$ MHz è necessario impiegare l'amplificatore UK 915, il miscelatore UK 910 e l'oscillatore UK 900.

DATI RELATIVI ALLE BOBINE, AL CONDENSATORE « C » E AL LINK

La seguente tabella I si riferisce al

valore del condensatore indicato sullo schema elettrico e sulla basetta del circuito stampato con la lettera « C » che deve essere usato in unione alla bobina L per ottenere la gamma di frequenza desiderata.

Le bobine contrassegnate da un punto bianco o da un punto giallo fanno parte

TABELLA I

Colore della bobina		Condensatore C = pF	Gamma di freq. in MHz	N. di spire del link	
BIANCO	UK 920	220	2,3 ÷ 3,4	4	
		100	3,2 ÷ 4,8	4	
		47	4,5 ÷ 6,8	4	
220		4,2 ÷ 6,1	3		
100		5,4 ÷ 8,5	3		
47		8,5 ÷ 13	3		
18		13 ÷ 20	2		
10		20 ÷ 27	2		
ROSSO		UK 910	220	12 ÷ 16	2
			100	16 ÷ 23	2
	47		23 ÷ 32	2	
	28 (18 + 10)		30 ÷ 42	2	
	18		38 ÷ 54	1	
	10		50 ÷ 70	1	
VERDE	25 (18 + 6,8)		68 ÷ 85	1	
	18		85 ÷ 105	1	
	10		105 ÷ 120	1	
	6,8		120 ÷ 145	1	
	4,7	145 ÷ 170	1		

TABELLA II

Numero delle spire	Lunghezza in mm
4	146,00
3	104,75
2	79,38
1	53,98

Lunghezza del conduttore in millimetri per realizzare il Link, in funzione del numero delle spire

dell'UK 920, quelle contrassegnate con un punto rosso e con uno verde fanno invece parte dell'UK 910.

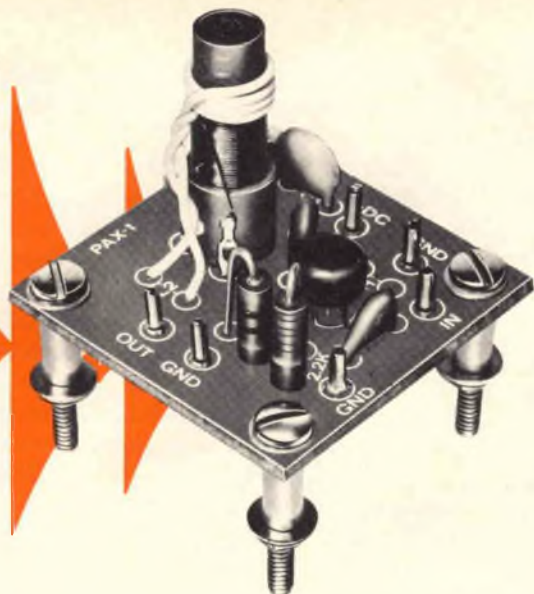
Nella tabella I è pure indicato il numero di spire del link per ciascuna gamma, e che sono costituite da un normale

filo di rame per collegamenti isolati in plastica, e la cui corrispondente lunghezza in millimetri è indicata in Tabella II.

In vendita presso le Sedi G.B.C. a L. 4700

Il calcolatore elettronico ha decisamente confermato quello che già si sospettava: l'ossido di carbonio, che tutti respiriamo quando fumiamo una sigaretta o passeggiamo per le strade del centro, in mezzo al traffico cittadino, può essere letale se supera una certa concentrazione, e in ogni caso rallenta i riflessi e compromette molte attività dell'individuo.

A queste e ad altre allarmanti conclusioni sono giunti i ricercatori dell'Università di Milwaukee, negli Stati Uniti, che studiano il fenomeno con l'aiuto di un gruppo di studenti-cavia ed un calcolatore elettronico.



**SCATOLE
DI
MONTAGGIO**

AMPLIFICATORE DI POTENZA A RADIO FREQUENZA PER ONDE CORTE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	6 - 12 Vc.c.
Assorbimento di corrente:	20 - 50 mA
Gamma di frequenza:	30 - 200 mW in funzione della tensione di alimentazione impiegata
Uscita:	30 ÷ 200 mW in funzione della tensione di alimentazione impiegata
Stadio pilota:	oscillatore UK 905 o UK 900
Uscita:	a bassa impedenza tramite accoppiamento induttivo
Armoniche:	20 dB

Questo amplificatore di potenza a radio frequenza è stato studiato allo scopo di aumentare sensibilmente la potenza di uscita dei segnali forniti, sulla gamma delle onde corte, dall'oscillatore UK 905 o UK 900 in modo da rendere possibile la costruzione di un trasmettitore di bassa potenza, con dimensioni notevolmente ridotte, da impiegare per svariate applicazioni comprese le comunicazioni a breve distanza.

CONSIDERAZIONI SUL CIRCUITO

La scatola di montaggio UK 930 permette di realizzare un semplice amplificatore di potenza a radio frequenza, funzionante sulla gamma delle onde corte che va dai 3 MHz ai 30 MHz, da pilotare mediante l'oscillatore UK 905 o UK 900, che appartiene a questa stessa serie di Kit.

In funzione della frequenza prescelta,

con l'alimentazione in corrente continua a 6 V, è possibile ottenere una potenza di uscita massima dell'ordine dei 30 mW, mentre portando il valore dell'alimentazione a 12 V detta potenza può essere aumentata, sempre in funzione della frequenza impiegata, fino a 200 mW.

La figura 1 si riferisce allo schema elettrico dell'amplificatore.

Pur trattandosi di un circuito abbastanza semplice, è possibile ottenere dei buoni risultati anche per il fatto che la presenza delle armoniche ha un livello che è sempre minore di 20 dB.

L'amplificatore UK 930 è costituito essenzialmente da un transistor del tipo 2N 5128, che funge come emettitore comune, ed è accoppiato all'oscillatore mediante un condensatore. Il circuito di usci-

ta, che fa capo al collettore del transistor è accordabile mediante il nucleo della bobina L.

L'impiego del transistor 2N 5128 consente di ottenere una amplificazione alquanto elevata, con un fruscio molto basso, in relazione all'elevato rapporto segnale/disturbo.

La gamma delle onde corte, compresa fra i 3 MHz ed i 30 MHz, è coperta da tre bobine contraddistinte da un punto bianco, da un punto giallo e da un punto rosso, in parallelo alle quali, sempre in relazione alla frequenza che si desidera ottenere, dovrà essere inserito il condensatore C.

I valori di L e di C, in funzione della gamma di frequenza, sono i seguenti:

Colore della Bobina	Condensatore C pF	Gamma di frequenza in MHz	Numero delle spire del Link	Lunghezza del conduttore per il Link in mm
BIANCO	220	2,3 ÷ 3,4	4	150
	100	3,2 ÷ 4,8	4	150
	47	4,5 ÷ 6,8	4	150
GIALLO	220	4,2 ÷ 6,1	3	110
	100	5,4 ÷ 8,5	3	110
	47	8,5 ÷ 13,0	3	110
	18	13,0 ÷ 20,0	2	80
	10	20,0 ÷ 27,0	2	80
ROSSO	220	12,0 ÷ 16,0	2	80
	100	16,0 ÷ 23,0	2	80
	47	23,0 ÷ 32,0	2	80

Dovendo ad esempio coprire la banda dei radioamatori dei 7 MHz, che è compresa nella gamma 5,4 ÷ 8,5 MHz, si dovrà utilizzare la bobina con il punto giallo, mettendo in parallelo ad essa il condensatore da 100 pF, mentre il link sarà costituito da tre spire.

CONSIGLI SULLE OPERAZIONI DI MONTAGGIO

Le operazioni di montaggio dell'amplificatore UK 930 non presentano alcuna difficoltà, inoltre sono ulteriormente faci-

litate dalla riproduzione fotografica e da quella serigrafica del circuito montato, visibili rispettivamente nella figura del titolo e in figura 2.

Per effettuare delle buone e sicure saldature dei vari componenti sul circuito stampato, è consigliabile impiegare della lega di stagno autosaldante con anima disossidante alla colofonia del tipo 50/50 o 60/40 (G.B.C. LC/0010-00 oppure LC/0020-00), ed un saldatore la cui potenza non superi i 30 W.

Si tratta di una precauzione indispensabile allo scopo di evitare il surriscal-

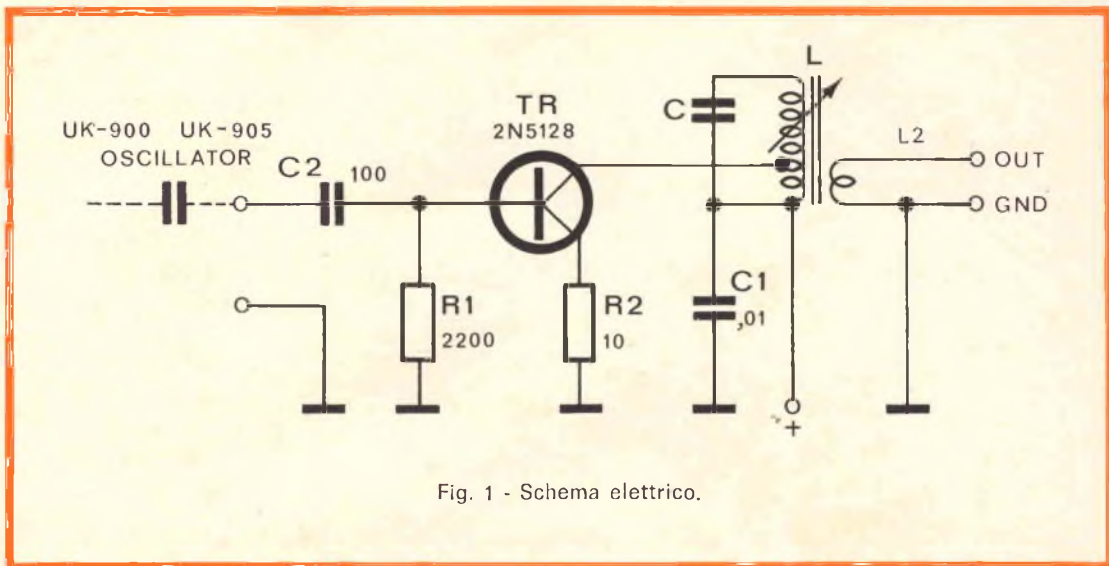


Fig. 1 - Schema elettrico.

damento dei componenti e quello del circuito stampato.

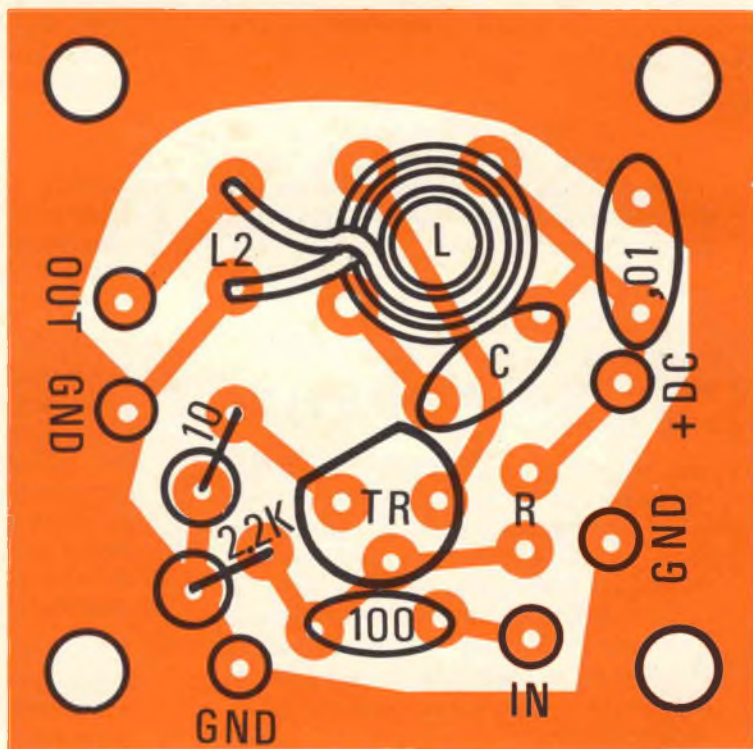
I componenti dovranno essere collocati sul lato isolato della piastrina del circuito stampato (figura 3), dove sono in-

cise le sigle dei componenti stessi oppure il loro valore.

I terminali di ciascun componente, dopo essere stati fatti passare attraverso gli appositi fori, dovranno essere tagliati,



Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.



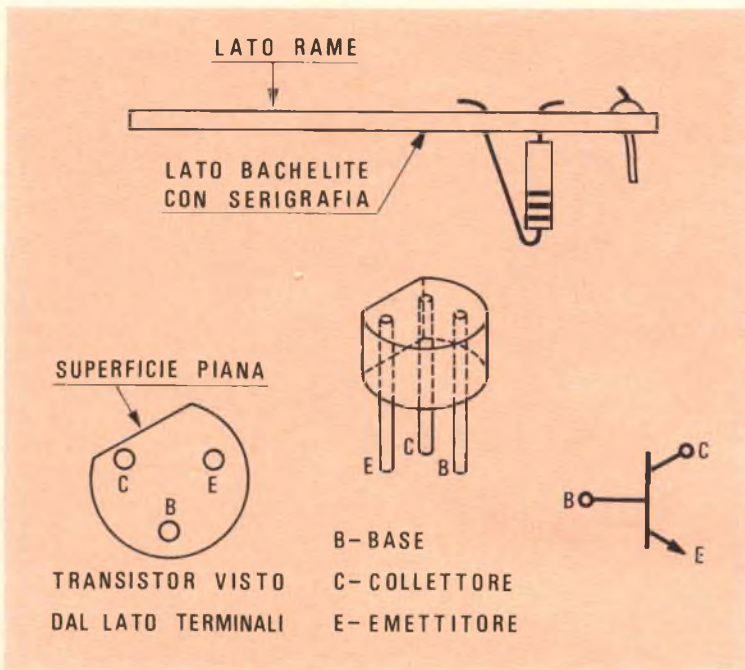


Fig. 3 - Metodo d'inserzione dei componenti sulla piastra a C.S. e disposizione del terminale del transistor.

dal lato del circuito stampato, per una lunghezza massima di uno o due millimetri e quindi saldati.

Le varie fasi di montaggio dovranno essere effettuate con il seguente ordine di successione:

- 1) I connettori di uscita, di ingresso e di alimentazione in genere vengono inseriti nel circuito stampato in fabbrica; nel caso contrario si deve provvedere a fissarli e a saldarli sul circuito stampato stesso.
- 2) Inserire sul circuito stampato, e saldare, i due resistori da 10Ω e da 2.200Ω .
- 3) Saldare i due condensatori da $0,01 \mu F$ e da $100 pF$.
- 4) Montare il transistor 2N 5128 i cui terminali sono facilmente individuabili. È sufficiente infatti far corrispondere la parte rettilinea del cerchio impresso sulla parte isolata del circuito stampato, che reca internamente la dicitura TR, con la sezione piana del transistor, affinché i terminali si presentino nell'esatta posizione di fronte ai fori.

Durante il montaggio del transistor occorre porre la massima attenzione affinché i terminali di base, di collettore e di emettitore non si attorciglino fra loro.

La saldatura dei terminali dovrà essere effettuata rapidamente allo scopo di evitare danni irreparabili al transistor.

- 5) Saldare sul circuito stampato la bobina L e la capacità C, i cui valori dovranno essere scelti in funzione della gamma che si desidera coprire, attenendosi alla tabella sopra riportata.
- 6) Stabilire, sempre mediante la tabella, la lunghezza del conduttore che serve a preparare il link, cioè l'avvolgimento che si adopera per accoppiare la bobina L all'antenna e quindi saldarne una estremità nell'apposito terminale che si trova indicato sul circuito stampato; dopo aver avvolto il link attorno alla bobina L si salderà al proprio terminale anche la seconda estremità.
- 7) L'amplificatore di potenza UK 930 è stato progettato per essere pilotato sulla stessa frequenza su cui è accordato l'oscillatore.

MODIFICA ALL'OSCILLATORE UK-905 UK-900

SALDARE IL TERMINALE
DEL CONDENSATORE
AD UN CAPO DELLA
BOBINA

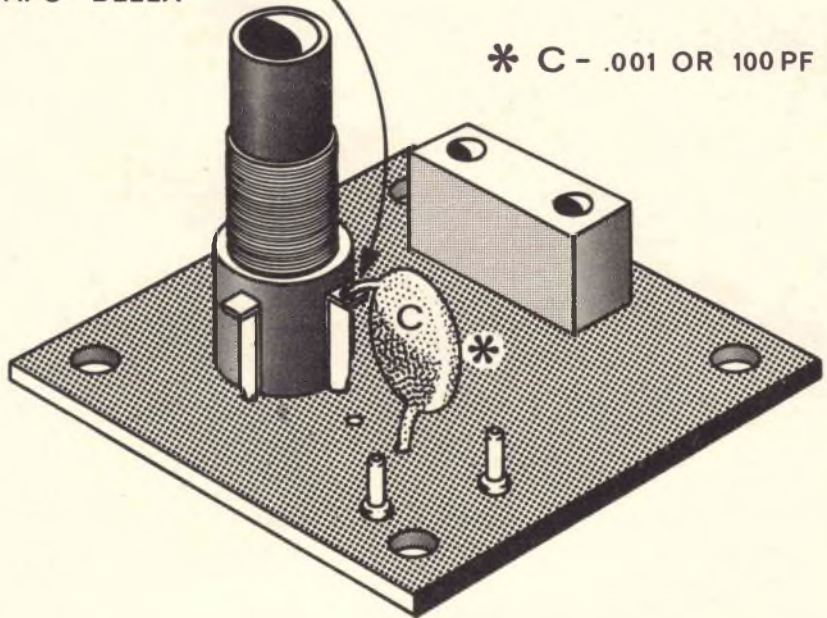


Fig. 4 - Modifica da apportare all'oscillatore UK 905 o UK 900.

ISTITUTO TECNICO di ELETTRONICA "G. MARCONI"

SCUOLA MEDIA DI SPECIALIZZAZIONE

COMUNICATO

Sono nuovamente aperte le iscrizioni al noto CORSO per corrispondenza sulla tecnica della

TELEVISIONE A COLORI

Per poter usufruire del Corso è necessaria l'iscrizione con apposito modulo che viene inviato a semplice richiesta; unire solamente lit. 100 in francobolli per rimborso spese postali. La domanda del modulo non comporta impegno alcuno. Indirizzare la richiesta come segue:

Segreteria dello

ISTITUTO TECNICO di ELETTRONICA "G. MARCONI" - Sez. T - Via Durini, 17 - 20122 MILANO

Basi tecniche dei sistemi europei, analisi dettagliata di un ricevitore a colori del tipo più moderno (transistorizzato), il decodificatore, il tubo a maschera, alimentazione, forme d'onda, equipaggiamento e procedure di misura, ricerca dei guasti, circuiti tipici, ecc.

È un corso svolto per i tecnici e gli studiosi che nei prossimi mesi intendono dedicarsi alla manutenzione ed al servizio dei televisori a colori; è valido indipendentemente dal sistema che sarà adottato in Italia.

Assistenza individuale durante il Corso. Domande di controllo per ciascuna lezione. Risposte con correzioni per ciascun allievo. Rilascio di Certificato.

Quota di Iscrizione e tassa per l'intero Corso (comprese le dispense): lit. 16.000. Nessun'altra spesa. Pagamento frazionabile.

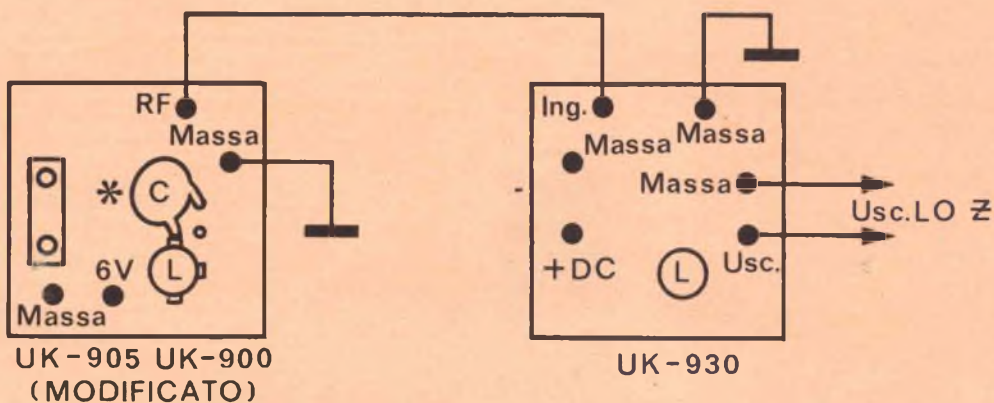


Fig. 5 - Collegamento tra l'amplificatore e l'oscillatore.

L'oscillatore deve essere modificato in modo da ricavare l'uscita dall'estremità superiore della bobina che fa parte del suo circuito oscillante. Ciò può essere fatto, come mostra la figura 4, inserendo uno dei terminali del condensatore di uscita nel foro relativo all'uscita a radio frequenza mentre l'altro terminale dovrà essere saldato al terminale dell'avvolgimento che costituisce la bobina L dell'oscillatore. Per le frequenze comprese fra 3 e 10 MHz si dovrà impiegare il condensatore da 0,001 μF , che è fornito con la scatola di montaggio dell'oscillatore, mentre per coprire la gamma da 10 a 30 MHz si dovrà usare il condensatore da 100 pF fornito con la scatola di montaggio dell'amplificatore UK 930.

Il suddetto condensatore infatti deve avere una capacità tale da consentire di pilotare correttamente l'amplificatore UK 930 ed in modo che un carico troppo eccessivo non provochi la cessazione delle oscillazioni.

- 8) I due fori contrassegnati con le lettere R non sono usati.

MESSA A PUNTO ED IMPIEGO

L'amplificatore UK 930 non richiede particolari operazioni di messa a punto; se il suo montaggio è stato effettuato regolarmente, il funzionamento del complesso oscillatore-amplificatore dovrà essere immediato.

Allo scopo di ottenere la massima potenza di uscita si dovrà regolare il nucleo della bobina L dell'oscillatore e successivamente quello della bobina dell'amplificatore.

Come è stato detto la massima potenza si ottiene con l'alimentazione a 12 V tuttavia quando l'amplificatore viene modulato (in ampiezza), la tensione di alimentazione dovrà essere diminuita leggermente in modo che sia possibile ottenere una modulazione positiva soddisfacente.

Oltre che come generatore locale di notevole potenza, il complesso oscillatore e l'amplificatore UK 930 può essere impiegato vantaggiosamente per costruire un buon trasmettitore, a bassa potenza, modulato in ampiezza oppure da usare in CW, per comunicare sulle gamme delle onde corte.

In vendita presso le Sedi G.B.C. a L. 4.700

Viene descritto un lampeggiatore di facile realizzazione che può funzionare sia con la tensione di alimentazione proveniente dalla batteria dell'automobile in panne sia da una tensione di una batteria incorporata. Il lampeggiatore può dare, a piacere, 60 o 120 lampi al minuto. L'assorbimento di corrente è 1,8 A. La lampada impiegata è da 10 W/6 V.

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

LAMPEGGIATORE PER SEGNALAZIONE DI AUTO IN PANNE

di Diefenbach

A tutti è capitato di doversi fermare lungo la strada per una panne alla propria automobile. Questa situazione, specialmente nelle strade di grande traffico, è particolarmente pericolosa; specie quando questo inconveniente si verifica di notte o durante il crepuscolo. Di solito, quando ciò si verifica, l'automobilista provvede a sistemare, alla debita distanza, il famoso triangolo catarifrangente prescritto dal codice stradale. Tutti si rendono conto però che se la segnalazione dello stop di un'auto viene indicata **mediante un segnale luminoso**, e per di più se questo segnale è intermittente ci sono molto meno probabilità che la macchina, forzatamente ferma, possa essere tamponata e quindi non vista da altri automobilisti.

Il lampeggiatore che descriveremo serve molto bene a questo scopo. Innanzitutto è stato progettato per essere alimentato dalla stessa batteria della macchina. Per il collegamento del lampeggiatore alla batteria è sufficiente un cavo lungo 5 o

10 m. Come presa di corrente dalla macchina può servire la presa per l'accendino delle sigarette che si trova sul cruscotto della macchina.

Un'altra caratteristica di questo lampeggiatore è la possibilità di **variare la frequenza dei lampi**. Come pure c'è la possibilità di mantenere costantemente accesa la lampadina escludendo il lampeggiamento. Quest'ultima possibilità può essere molto utile, per esempio, quando di notte si è costretti a cambiare una gomma.

Il lampeggiatore può essere sistemato sia sul tetto dell'automobile sia in vicinanza del triangolo prescritto dal codice. La brillantezza della lampada da 10 W impiegata si è dimostrata sufficiente nella maggior parte dei casi.

Descrizione del circuito

Il circuito elettrico del lampeggiatore è indicato in fig. 1. Il temporizzatore che stabilisce la frequenza del lampeggio è

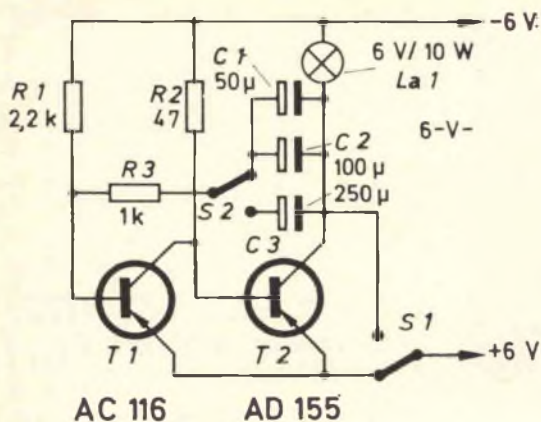


Fig. 1 - Schema elettrico del lampeggiatore per automobili. I condensatori elettrolitici devono avere una tensione di lavoro di 15/18 V.

costituito da un multivibratore **astabile** realizzato con i transistori T_1 e T_2 . Questo tipo di multivibratore, come è noto, fa entrare in conduzione alternativamente i due transistori senza bisogno di alcun segnale esterno. Esso cioè può conside-

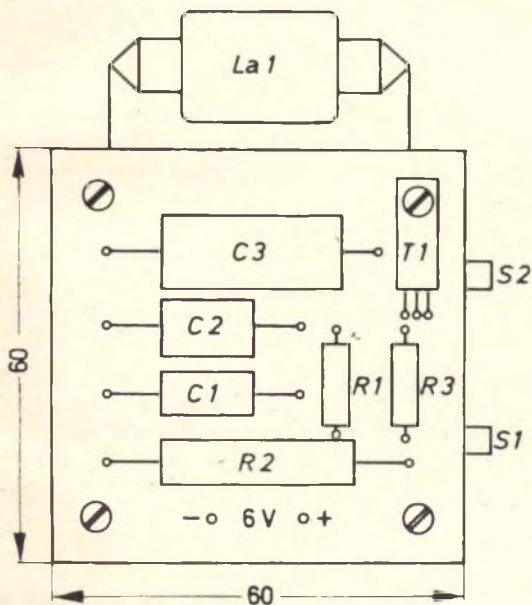


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastrina di circuito stampato.

rarsi un oscillatore ad onda rettangolare.

Per esempio, quando il transistor T_1 (AC 116) entra in conduzione, il transistor T_2 (AD 155) viene automaticamente bloccato per il fatto che il circuito base-emettitore di questo transistor viene posto in cortocircuito dal transistor T_1 .

I condensatori elettrolitici C_1 e C_2 (complessivamente 150 μ F) e naturalmente C_3 (250 μ F) vengono caricati alla tensione della batteria attraverso il circuito base-emettitore del transistor T_1 , il resistore R_3 ed infine attraverso la lampada La_1 . Quando la tensione sul condensatore C_1 , C_2 (C_3) ha raggiunto il valore della tensione della batteria, la corrente di carica cessa, ma nello stesso tempo viene a mancare la corrente di base di T_1 , il quale si bloccherà. In queste condizioni, viene



Fig. 3 - Fotografia del lampeggiatore dalla parte dove si trovano i componenti.

tolto il corto circuito tra base e emettitore di T_1 , e di conseguenza, è ora il transistor T_2 che entra in conduzione, e viene « aperto » dal resistore R_2 . A questo punto, però, anche i condensatori C_1 , C_2 e C_3 si scaricano attraverso i resistori R_3 , R_1 e il circuito collettore-emettitore di T_2 . Inoltre, l'armatura negativa di questi condensatori viene collegata attraverso T_2 al più (+) della batteria, e di conse-

guenza sulla base del transistor T_1 verrà applicata una tensione positiva che bloccherà definitivamente il transistor. Quando i condensatori C_1 e C_2 , e naturalmente C_3 , si sono completamente scaricati, allora il transistor T_1 verrà di nuovo aperto mediante un po' di corrente che comincia a scorrere attraverso il resistore R_1 . A questo punto, il punto di lavoro del transistor T_2 si sposta verso l'interdizione. A causa di questa variazione di tensione sul collettore di questo transistor, il transistor T_1 si « apre » completamente. Il transistor T_2 viene definitivamente bloccato, e C_1 , C_2 (e naturalmente C_3) ricominciano di nuovo a caricarsi alla tensione della batteria.

La lampadina La 1 si trova nel circuito di collettore del transistor T_2 ; quando

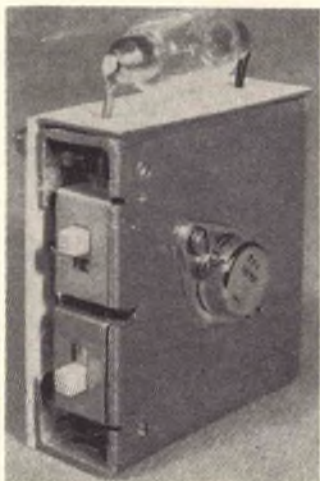


Fig. 4 - Fotografia del lampeggiatore per mettere in evidenza la posizione del transistor T_2 sul dissipatore di calore e la posizione dei commutatori S_1 e S_2 .

vengono inseriti i condensatori C_1 e C_2 essa brillerà 2 volte in un secondo, mentre quando viene inserito il condensatore C_3 essa darà 1 lampo ogni secondo.

Mediante il commutatore S_1 si può anche accendere in maniera continua la lampada e servirsene come una normale lampadina portatile. Naturalmente, in queste condizioni, il multivibratore viene

disinserito. Come già detto, mediante il commutatore S_2 si può scegliere una frequenza di lampeggio di 2 lampi al secondo oppure di 1 lampo al secondo.

Realizzazione pratica del lampeggiatore

Come indicato in fig. 2, il lampeggiatore può essere realizzato su una piastrina di circuito stampato di dimensioni di 60 x 60 mm; questa piastrina viene fissata mediante 4 viti ad un dissipatore di calore costituito da una piastra di alluminio di identiche dimensioni piegata ad U. La piastra di alluminio serve da dissipatore di calore per il transistor T_2 (AD 155), e può essere realizzata in alluminio da 2 mm di spessore. Sui due fianchi del dissipatore vengono fissati gli interruttori S_1 , S_3 nella maniera più opportuna. Sulla parte superiore viene invece fissata la lampada, ma sarà opportuno come è indicato in fig. 4, porre sotto la lampada una piastrina di circuito stampato che impedirà che il calore possa trasmettersi alla piastra di alluminio. Siccome il resistore R_2 (47 Ω) si riscalda notevolmente bisogna fare in maniera che esso venga in contatto col circuito stampato.

Messa in funzione del lampeggiatore

Disposti i componenti come indicato in figg. 2 e 3, si controllano nuovamente i collegamenti ed infine si mette in funzione il lampeggiatore cominciando per prima cosa a vedere se, portando i commutatori nella posizione lampada-portatile, la lampada si accende in modo continuo; successivamente si sposterà il commutatore nella posizione **lampeggiatore** e si controllerà se, azionando il commutatore S_2 , si riesce ad avere o 120 oppure 60 lampi al minuto.

Dati caratteristici del lampeggiatore

Tensione di alimentazione: 6 V (batteria dell'automobile).

Assorbimento di corrente: 1,8 A

Modo di funzionamento: illuminazione continua oppure lampi con frequenza di 60 e 120 al minuto.

Transistori: AC 116, AD 155.

Lampadina: 6 V, 10 W.

(Funk-technik)

SCHEMI

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

1 AMPLIFICATORE DI ANTENNE UHF

A Fig. 1 è rappresentato un amplificatore a stadi a base comune da cui si può ricavare in uscita sino a 400 mV nel campo UHF su una resistenza di carico di 60 Ω ; i transistor usati sono: BFX 62, BFX 59 e AFY 37.

Tutti i circuiti risonanti sono in tecnica $\lambda/4$ e accordabili capacitivamente in Banda V (campo di frequenza da 575 a 790 MHz).

Il primo e secondo stadio hanno una impedenza caratteristica di circa 120 Ω , i tre circuiti di collettore di 100 Ω . Nell'impiego dell'amplificatore in Banda IV (campo di frequenza 470 sino 606 MHz), come risulta dalla tabella sotto la Fig. 2, si devono solo variare le linee di accordo interne capacitive dei circuiti di collettore L4 e L5. Nella stessa Fig. 2 è illustrata

la costruzione meccanica dell'amplificatore a grandezza naturale, realizzato in una scatola metallica con dimensioni interne 10,5 x 4,5 x 2,5 cm.

Il circuito di ingresso ha una larghezza di Banda da 18 sino a 25 MHz. In Banda V risulta un fattore di rumore fra 5 e 6 dB, con un fattore di reazione d'ingresso minimo di 0,5.

La larghezza di banda scelta, è un compromesso fra l'esigenza di un basso rumore e la stabilità della modulazione incrociata. Maggiori larghezze di banda diminuiscono il fattore di rumore ma peggiorano la stabilità della modulazione incrociata.

Il prestadio lavora con una corrente di collettore di 2 mA, il filtro di banda accoppiato a questo stadio è sintonizzabile nella completa larghezza di banda dello amplificatore. Tutti gli stadi sono neutralizzati induttivamente con l'accoppiamento di una spira.

Lo stadio pilota lavora con una corrente di collettore di 10 mA, a questa relativa-

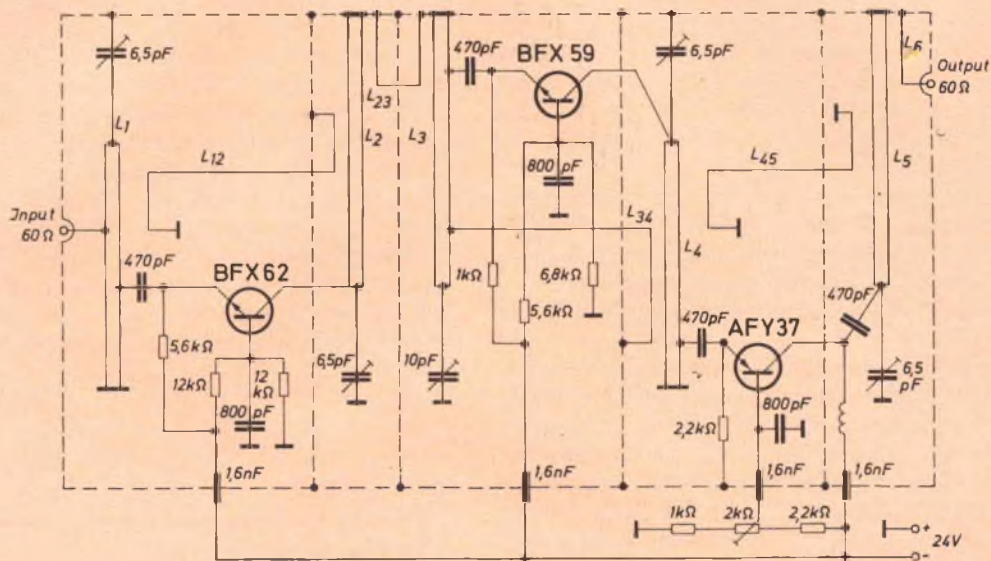


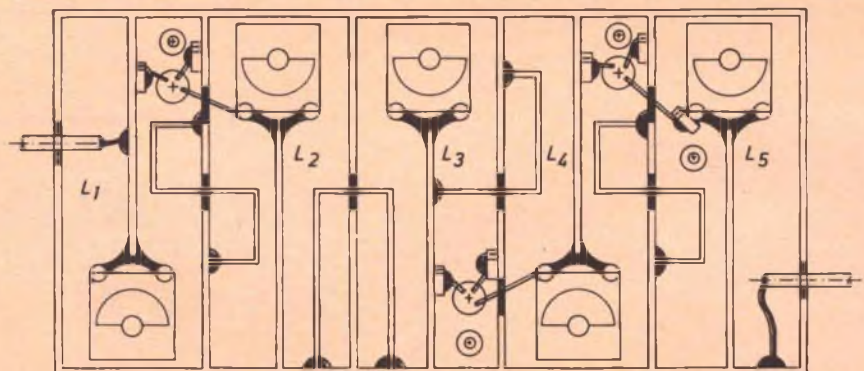
Fig. 1

mente elevata corrente il transistor BFX 59 presenta una elevata amplificazione e una buona linearità, pertanto il segnale non limita la tensione di uscita ottenibile.

La tensione di uscita dell'amplificatore dipende praticamente solo dallo stadio finale in cui è determinante il punto di lavoro scelto per il transistor AFY 37, il va-

lore ottimo di corrente di collettore risulta di 4 mA, la tensione di collettore dovrà essere la più elevata possibile, pertanto è stato scelto il valore più alto, ammissibile, di 16 V.

Per ottenere la massima tensione di uscita è stato reso regolabile il punto di lavoro, sperimentando parecchi transistor



Dimensioni delle linee d'accordo interne:
Lunghezza: 34 mm., Spessore: 1 mm.

Larghezza	L1	L2	L3	L4	L5	
Banda IV	5,5	8,5	5,5	5,5	5,5	m
Banda V	5,5	8,5	5,5	8,5	8,5	m

Fig. 2

si è riscontrato un valore ottimo di corrente variabile da 3,8 a 4,2 mA.

La taratura dell'amplificatore si inizia regolando il punto di lavoro dello stadio finale per 4 mA, subito dopo viene effettuata una prima taratura della neutralizzazione degli stadi, sin che non si manifesta alcun autoinnesco.

In seguito con la spira L23 viene regolato il filtro di banda sul desiderato valore della media frequenza e larghezza di banda. L'accoppiamento deve essere ipercritico con un rapporto picco a valle di circa 1,5 dB.

Vengono poi sintonizzati tutti i singoli circuiti sulla massima tensione di uscita contemporaneamente alla correzione della neutralizzazione. Per la messa a punto della neutralizzazione viene tarato ogni stadio separatamente a ritroso sulla massima attenuazione, cominciando dallo stadio finale, regolando la spira di disaccoppia-

mento sul minimo fattore di riflessione di uscita. In seguito vengono nuovamente tarati tutti i circuiti. Al termine si regola la corrente di collettore del transistor finale sul valore ottimo, questo ha luogo con la misura della entità della intermodulazione. Poiché il valore della corrente di uscita ottima si scosta di poco, la frequenza di risonanza del circuito non ne viene influenzata.

Nel diagramma a Fig. 3 sono illustrati gli andamenti dell'amplificazione di potenza, fattore di rumore, larghezza di banda e tensione di uscita dell'amplificatore, in banda V.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	24 V
Campo di frequenza:	575 sino 790 MHz
Fattore di rumore:	5 sino 6 dB
Amplificazione di frequenza:	40 dB
Fattore di riflessione di ingresso:	< 0,5
Fattore di riflessione di uscita:	< 0,1
Tensione di uscita alla migliore regolazione del punto di lavoro dello stadio finale (30 dB divario di intermodulazione, misurata con metodi di due emittenti)	420 mV (su 60 Ω)

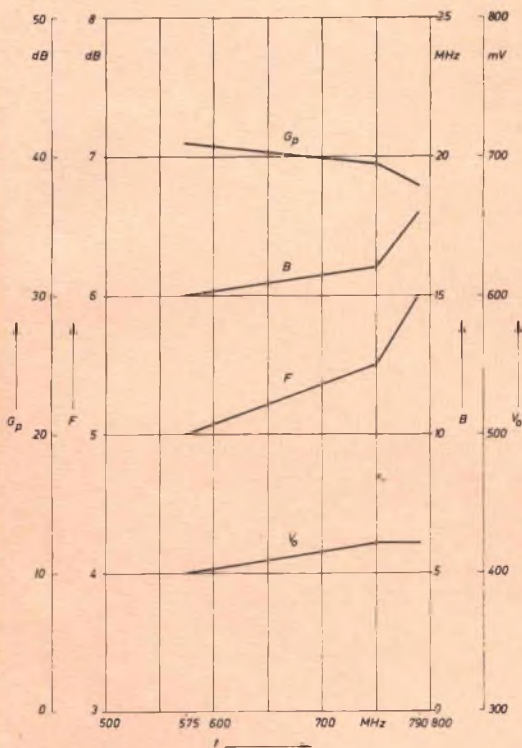


Fig. 3

ALIMENTATORE STABILIZZATO 30 V/0,5 A

Un alimentatore stabilizzato per una tensione di 30 V, molto richiesta per circuiti a transistori, è illustrato nello schema a Fig. 4.

L'apparecchio non è protetto contro eventuali corto circuiti.

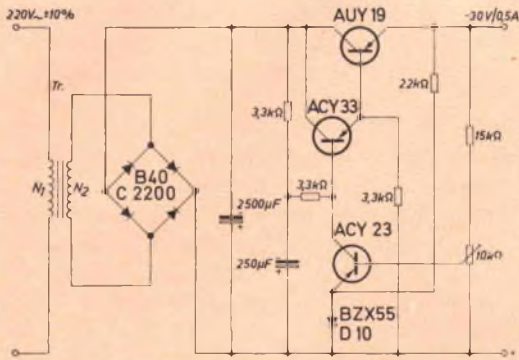


Fig. 4

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	220 V ± 10% 50 Hz
Tensione di uscita costante:	30 V
Massima corrente di carico:	0,5 A
Tensione residua alternata:	< 2 mV
Massima temperatura ambiente:	45 °C
Resistenza termica del dissipatore per il transistor AUY 19	5 grd/w
Trasformatore:	Nucleo a lamelle a EI lato mm 66 - Spessore pacco 22 mm
	Spessore lamelle 0,35, montate alternate
Avvolgimenti N1 = 1820 spire da Ø 0,2 + strato isolante; N2 = 300 spire Ø 0,55	

Alla massima tensione di alimentazione di $12 V \pm 10\%$ il transistor dissipa una potenza di 50 W; ad un temperatura massima ambiente di $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ la resistenza termica del suo dissipatore non deve essere maggiore di 1,5 gr/W. È opportuno realizzare questo basso valore di resistenza termica mediante un raffreddamento forzato con un ventilatore.

La corrente di carico mantenuta costante scorre attraverso le resistenze R1 e i potenziometri P1 e P2, la caduta di tensione su queste resistenze viene raffrontata nel circuito di regolazione con una tensione mantenuta costante da un diodo Zener.

Mediante variazioni delle resistenze P1, P2 si può regolare il valore della corrente di uscita, il P1 serve per corrente da 5A a 0,8A, P2 per la regolazione di correnti minori.

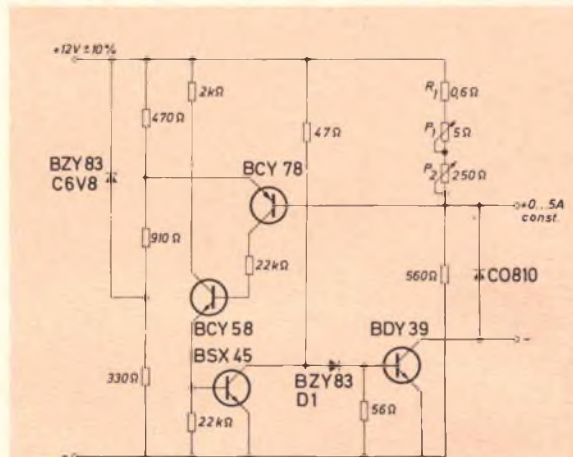


Fig. 5

L'esattezza della regolazione è molto buona, essendo circa del 1%.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	12 ± 10% V
Massima tensione di uscita:	7 V
Corrente di uscita regolabile:	0 ÷ 5 A
Esattezza di regolazione:	1%
Deriva per temperatura:	0,5% / gr

3 ALIMENTATORE STABILIZZATO DA 0 ÷ 5 A.

La Fig. 5 illustra lo schema elettrico di un alimentatore con corrente di carico stabilizzata da 0 a 5 A, ed una massima tensione di uscita di 7 V, che impiega un transistor di potenza al silicio tipo BDY 39.

4 RICEVITORE O.M. CON MEDIA FREQUENZA A CIRCUITO INTEGRATO

La Fig. 6 illustra lo schema di un amplificatore Media Frequenza a tre stadi per ricevitore a onde medie, realizzato con un circuito integrato TAA 151; il pri-

mo stadio viene regolato con rapporto in discesa, il secondo e terzo stadio non sono regolati, e vengono controeazionati per la stabilizzazione del punto di lavoro.

Come rivelatore è usato un circuito a diodi collegati a duplicatore di tensione.

L'amplificazione totale risulta di 70 dB, la larghezza di banda ammonta a 8 kHz.

L'estensione di regolazione è di 34 dB.

Lo stesso concetto può essere impiegato per un semplice ricevitore AM per OM portatile.

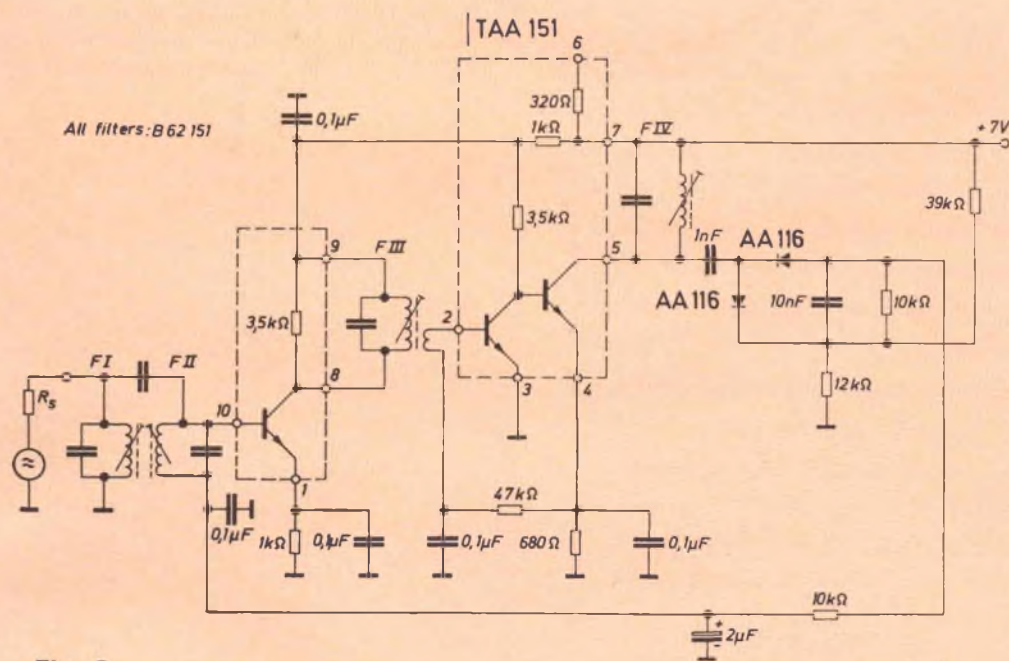


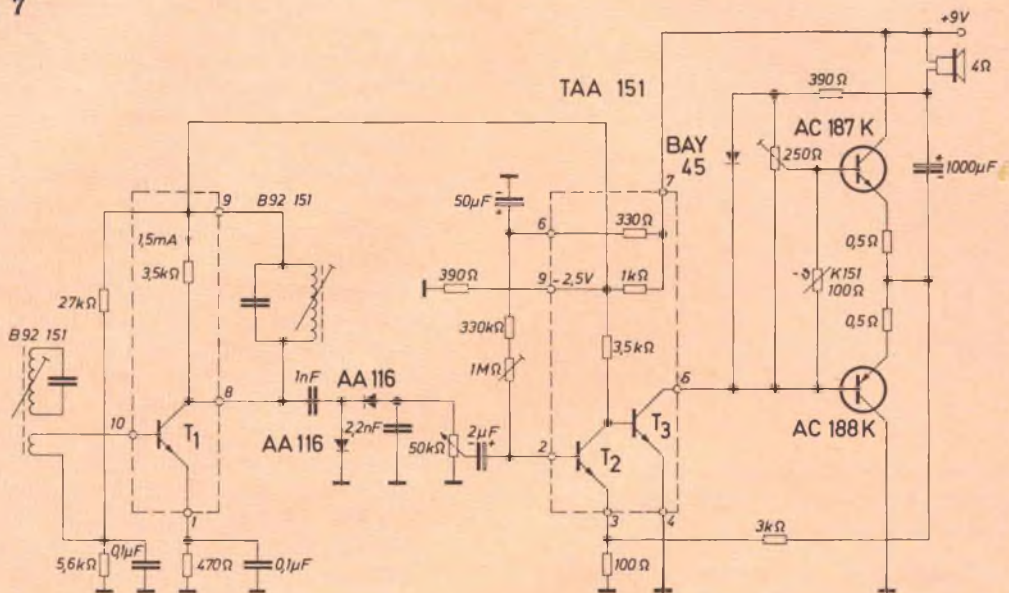
Fig. 6

In questo caso, vedi Fig. 7 i tre stadi di amplificazione dell'integrato TAA 151 vengono sfruttati per l'ultimo stadio Media Frequenza, per l'amplificazione BF e per lo stadio pilota, pertanto può direttamente comandare uno stadio finale di potenza, composto da una coppia di transistor complementari AC 187/AC188 K.

Dato che gli apparecchi portatili devono essere previsti per una sensibile variazione della tensione della batteria, l'am-

plicatore è stato fortemente controeazionato, mediante una adatta regolazione del punto di lavoro del transistor T2 si ottiene una buona costanza della tensione al punto centrale dello stadio finale anche con sensibili variazioni della tensione di alimentazione. Per il pieno pilotaggio dello stadio finale e ottenere in uscita una potenza di 1,8 W con alimentazione di batteria di 9 V, sono necessari all'ingresso dell'amplificatore 100 mV.

Fig. 7



5 MULTIVIBRATORE A 85 ÷ 100 IMPULSI AL MINUTO

Lo schema a Fig. 8 mostra un circuito multivibratore simmetrico che impiega il transistor BSY 59 e permette il comando di un robusto relé.

Nella tabella sono indicate per le varie temperature di esercizio e tensione di alimentazione il numero di impulsi al minuto ricavabili.

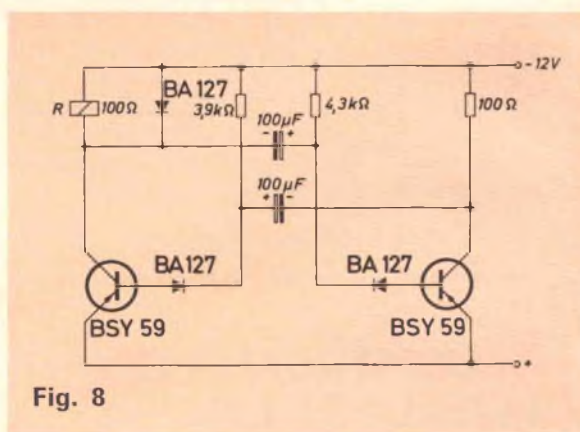


Fig. 8

Il rapporto di pulsazione fra tempo di lavoro e pausa è di circa 1:1.

Il multivibratore lavora sino a una tensione minima di 4,6 V.

La Fig. 9 mostra uno schema simile ma disimmetrico, ha il vantaggio di un condensatore di minor capacità e pertan-

Temperatura ambiente	Tensione di batteria		
	9 V	12 V	15 V
+ 80 °C	85	85	84
+ 50 °C	88	88	88
+ 20 °C	90	89	89
- 20 °C	97	99	99
- 30 °C	99	101	101

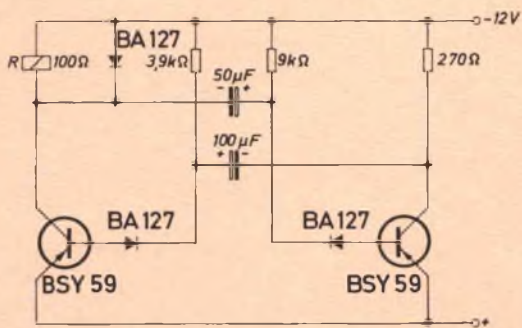


Fig. 9

to più economico. Nella tabella sono indicate le frequenze degli impulsi relativi a questo ultimo schema.

Temperatura ambiente	Tensione di batteria		
	9 V	12 V	15 V
+ 80 °C	84	84	83
+ 50 °C	86	86	86
+ 20 °C	88	88	88
- 20 °C	92	92	93
- 30 °C	93	94	94

In ambedue gli schemi, sulla base di ogni transistor, è inserito un diodo al silicio BA 127. Dato che questi transistor planari hanno una bassa tensione inversa (base-emettitore) e considerando che in questo circuito, per un breve istante, sulla base può presentarsi la massima tensione di alimentazione, si rende necessario l'impiego del diodo sopra citato.

6 CONTROLLO DEI LIVELLI IN UN SERBATOIO D'ACQUA

Si sfrutta la proprietà dei termistori a coefficiente positivo che presentano un rapido aumento della loro resistenza entro un determinato ristretto campo di temperatura.

Alimentando un termistore con una data

corrente esso si riscalda, e assume una certa temperatura che corrisponde all'equilibrio termico fra il calore generato e quello dissipato nell'ambiente; ad ogni valore di corrente corrisponderà pertanto un certo valore di temperatura e di resistenza ohmica.

Raffreddando artificialmente il termistore diminuisce la sua resistenza e la corrente aumenterà sino a ristabilire l'equilibrio termico.

Per esempio con un termistore positivo normalmente in condizione libero in aria, se immerso in acqua si otterrà una rapida variazione dei valori elettrici, ottenendo così un segnale relativamente elevato che amplificato con sistema abbastanza economico, sarà in grado di azionare un qualsiasi mezzo meccanico di regolazione.

La Fig. 10 mostra lo schema di un regolatore di livelli di un serbatoio, in cui vengono impiegate tre sonde a termistore dislocate in tre diverse posizioni. Il termistore per il livello I si trova al limite alto del recipiente e funziona come protezione contro il traboccamento, quello per il livello II segna l'abbassamento del livello d'acqua al di sotto di un determinato valore minimo e dà il segnale per il nuovo riempimento. Il termistore del livello III si trova sul fondo del recipiente e segnala se per un qualsiasi inconveniente il livello si è portato sotto il valore II senza che sia stato messo in azione il nuovo riempimento.

Prendiamo in considerazione il funzionamento iniziale in cui viene versata acqua nel recipiente. Al raggiungimento del livello massimo, il termistore I viene coperto dall'acqua, la sua resistenza diminuirà poiché raffreddato per il nuovo stato di maggior dispersione termica, pertanto il potenziale alla base del transistor dello stadio V1 si sposta verso un valore positivo, il transistor BCY 58 viene quindi portato in conduzione e interdice il secondo transistor.

L'uscita dello stadio V1 è collegato con un multivibratore bistabile M che viene comandato in modo che l'elettrovalvola R risulta disinserita, il rifornimento d'acqua si interrompe e rimane interrotto sin tanto che è sceso al livello II. In questo istante il termistore II riemerge dall'acqua, si riscalda data la diminuita dissipazione termica e comanda lo stadio

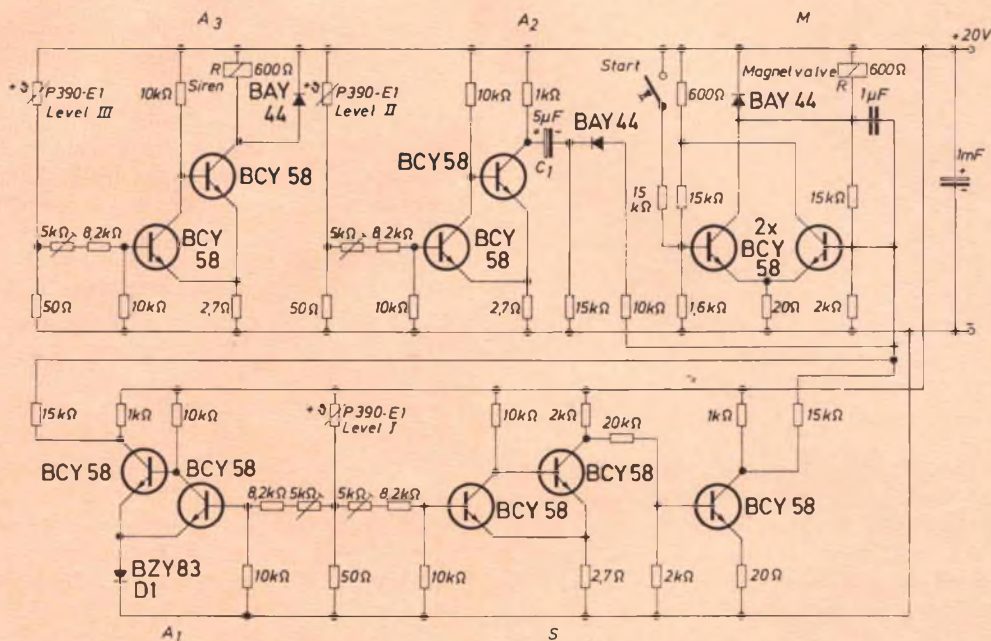


Fig. 10

amplificatore V2, identico al V1, che tramite il condensatore C1 dà un impulso negativo all'ingresso del multivibratore M. Questo commuta la sua posizione bistabile, l'elettrovalvola viene eccitata e provoca il nuovo riempimento.

Se in caso di una anomalia non avviene il tempestivo riempimento, si svuota il recipiente e riemerge il termistore III, questo, tramite lo stadio amplificatore V3, eccita un relé che per esempio può azionare una sirena di allarme.

Esaminiamo il comportamento dell'apparecchiatura nel caso che una delle sonde venga a mancare per rottura o corto circuito. Se si interrompe il termistore II durante il riempimento, in un primo tempo non accade nulla, cioè il recipiente viene riempito sino che entra in funzione il livello I; al successivo svuotamento il livello scenderà di conseguenza sino al livello III dato che il termistore II, rimanendo ad elevato valore di resistenza, non dà alcun segnale.

Nel caso di corto circuito della sonda II rimane interrotto il riempimento e si ha il segnale di svuotamento con la sonda del livello III.

Nel caso di corto circuito del termistore I in ogni caso rimane interrotto il riempimento, nel caso di rottura di questo termistore invece non si avrebbe l'arresto del riempimento e in questa eventualità occorre pertanto prevedere una protezione supplementare per impedire il traboccamento. La protezione (S) nello schema di Fig. 10 funziona nel modo seguente:

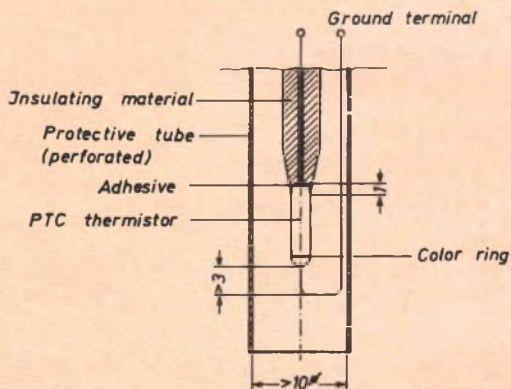


Fig. 11

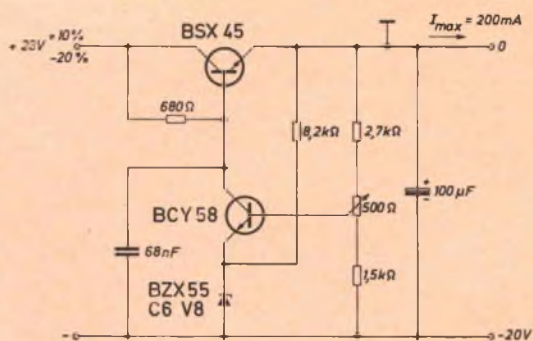


Fig. 12

con il potenziometro da 5 kΩ all'ingresso e la resistenza di emettitore del primo stadio si regola la sensibilità in modo tale che nel funzionamento normale, con il termistore sia in acqua che in aria, l'amplificatore risulti in stato di conduzione. Con la rottura del termistore e la conseguente elevata resistenza interviene lo stadio amplificatore che messo in conduzione interdice il terzo stadio della pro-

tezione S, questo trasferisce pertanto all'ingresso del multivibratore M un segnale positivo, l'elettrovalvola viene disattivata e blocca l'immissione dell'acqua.

Particolare attenzione si deve prestare per una appropriata installazione dei termistori. Essi sono costruiti in fiala di vetro ed i terminali non sono isolati, dopo una lunga immersione in acqua essi possono corrodersi ed interrompersi, specialmente per processo di elettrolisi.

La Fig. 11 indica un adatto sistema pratico di installazione. Un terminale del termistore viene ricoperto di materiale isolante cementante, resistente anche a temperatura di 150°C, l'altro reoforo è a potenziale a massa e può pertanto essere lasciato nudo.

Il fissaggio del termistore provoca naturalmente un raffreddamento supplementare che può diminuire l'entità del segnale, può essere trascurato questo effetto se solo una minima parte della fiala è a contatto con il materiale isolante, come è illustrato a Fig. 11.

L'apparecchiatura deve essere alimentata con una tensione di 20 V costante e a Fig. 12 è riportato lo schema di un alimentatore stabilizzato, adatto per variazione di tensione di $\pm 10\%$ sino -20% .

Il transistor in serie BSX 45 deve venire montato su un dissipatore a fascetta con resistenza termica non maggiore di 30 gr/W.

I tempi di intervento delle regolazioni sono indicati nel grafico a Fig. 13 ricavato sperimentalmente con varie immersioni in acqua dopo che per evaporazione il termistore si era completamente asciugato della immersione precedente.

Estratto dalla pubblicazione « Halbleiter Schaltbeispiele » della SIEMENS Aktiengesellschaft.

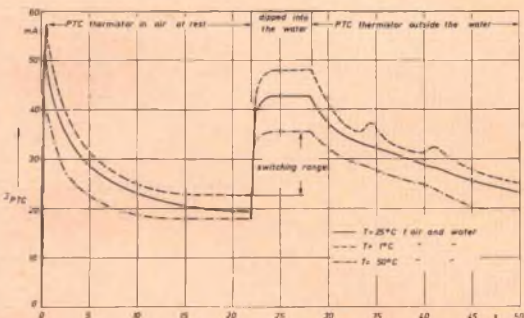


Fig. 13

NUOVI PRODOTTI SGS '70

La SGS ha lanciato sul mercato, in questi ultimi mesi, una vasta gamma di nuovi prodotti per un gran numero di applicazioni dell'elettronica. In particolare, risulta evidente lo sforzo che la SGS compie per la ricerca di sempre nuove soluzioni in tutti i campi di utilizzazione dei semiconduttori. Un tangibile e lusinghiero risultato di questo impegno è la nuova serie di dispositivi per radio e televisione.

Riportiamo in questo articolo degli esempi di indicatori di modulazione e di regolazione automatica del livello di registrazione attuata attraverso lampadine al neon e occhi magici.

REGISTRAZIONE

INDICATORE DI MODULAZIONE E REGOLAZIONE AUTOMATICA DEL LIVELLO DI REGISTRAZIONE

prima parte

La magnetizzazione del nastro magnetico registrato, deve essere regolata in condizioni ben definite se si vogliono ottenere dei risultati di qualità. Se la modulazione è troppo bassa, la registrazione è piatta, senza contrasto sonoro, senza naturalezza e senza grazia; se al contrario la modulazione è troppo profonda, si rischia di produrre una saturazione magnetica dello strato di ossido e, di conseguenza, delle deformazioni che rendono l'ascolto molto spiacevole.

Dunque è utile usare un dispositivo indicatore che permette di rendersi conto, con la precisione maggiore possibile, del livello di modulazione; per primo, si usa un sistema indicatore visuale, costituito da un apparecchio di controllo chiamato modulometro, realizzato inizialmente con una lampadina al neon, poi con un occhio magico.

Questo tubo catodico viene spesso sostituito da uno strumento ad indice, una specie di voltmetro associato al raddrizzatore. L'inconveniente di un livello di modulazione troppo basso non risiede solamente nell'esecuzione di una registrazione finale troppo piatta e senza rilievo; si rischia anche di determinare un aumento apparente del rumore di fondo, perché è necessario, prima di tutto, aumentare al massimo il rapporto utile segnale/rumore.

Il problema consiste nel registrare sempre al livello più alto possibile che si può raggiungere, senza produrre una distorsione fastidiosa.

L'indicatore di livello o modulometro gioca in questo caso un ruolo essenziale, esso aiuta l'operatore a risolvere i problemi che si pongono costantemente al momento della registrazione e più si vuol

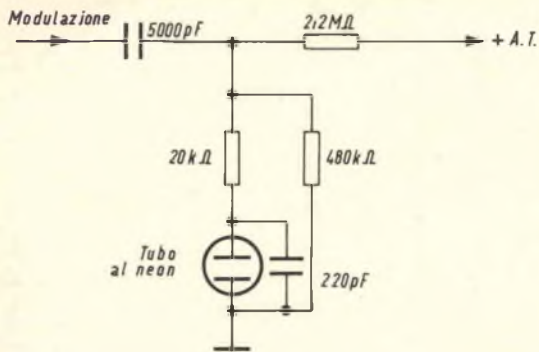


Fig. 1 - Principio di funzionamento di un indicatore di modulazione con lampadina al neon.

le ottenere delle registrazioni di alta fedeltà, più il compito diventa difficile.

Su un apparecchio destinato solo a realizzare delle registrazioni elementari di parole, per esempio un dittafono, la precisione del modulometro non ha che una importanza secondaria: questo perché è anche soppresso sugli apparecchi molto semplificati e sostituito da un dispositivo di montaggio che assicura una regolazione media semiautomatica o automatica del livello di registrazione.

Su apparecchi di qualità, il modulometro deve permettere di conoscere con precisione il livello di modulazione e le sue indicazioni devono essere facili da interpretare. Questo perché quando si acquista un registratore di prezzo elevato

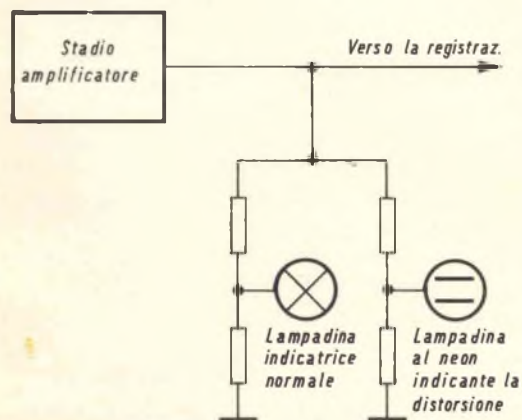


Fig. 2 - Principio di montaggio di un indicatore di modulazione con 2 lampadine al neon.

è necessario osservare con cura il tipo di modulometro usato e il suo funzionamento.

Il controllo esatto della registrazione si può allora effettuare con un altro procedimento notevole che permette una osservazione continua e diretta, questo sui registratori di qualità più o meno professionali.

Negli apparecchi semplici, esiste generalmente un dispositivo che permette di capire durante la registrazione, più o meno a un basso livello, i suoni registrati, parole o musica; ma infatti, quello che si sente non corrisponde realmente ai suoni registrati, perché i segnali che azionano l'altoparlante provengono, in realtà semplicemente dal circuito d'ingresso del registratore e corrispondono alla modulazione che agisce sull'apparecchio.

Al contrario, sugli apparecchi di qualità, più o meno professionali, vi è una testina magnetica di lettura separata dalla testina di registrazione e degli amplificatori di registrazione e di riproduzione distinti, è possibile sentire al momento della registrazione i segnali musicali che devono essere registrati sul nastro magnetico.

In ogni istante, ci si può anche rendere conto della qualità reale della registrazione effettuata e modificare di conseguenza il livello di modulazione secondo la tonalità. Anche in questo caso le indicazioni del modulometro non sono più inutili, perché esse permettono sempre di evitare gli effetti di distorsione provenienti dalla saturazione magnetica, quando l'indice indicatore supera per esempio una zona limite di allarme, indicata sul quadrante di controllo.

Modulometro semplice con lampadina al neon

I registratori equipaggiati di un modulometro molto semplice, costituito da una lampadina al neon, forniscono una lettura d'intensità variabile, secondo la modulazione applicata. Questo dispositivo elementare può dare in certi casi particolari, delle indicazioni utili, ma in effetti, questo è un sistema che funziona col metodo « tutto o niente » e non può dare delle indicazioni intermedie precise.

La lampadina si illumina ed emette una luce rosso-arancione quando il livello di

Amplificatore-Sintonizzatore stereo AM-FM

Beomaster 1400 M

Interamente transistorizzato

Decoder stereo incorporato

Potenza di uscita musicale per canale: 20 W

Risposta di frequenza: 30 ÷ 25.000 Hz ± 1 dB

Distorsione armonica: 1%

Impedenza: 4 Ω

Entrata di antenna: FM 75 Ω

Alimentazione: 110 ÷ 240 V - 50/60 Hz

Dimensioni: 414 x 252 x 112

ZA/0694-00



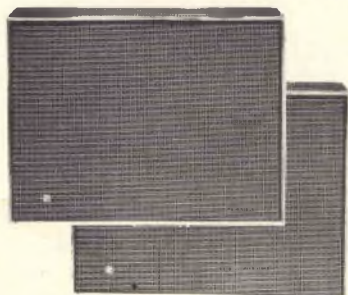
ELEGANTE IMPIANTO STEREO



1 beomaster 1400 M



1 beogram 1000 V



2 beovox 1600

Giradischi

Beogram 1000 - V

3 velocità

Corredato di cartuccia
tipo SP 7

Alimentazione: 220 V - 50 Hz

Dimensioni con coperchio:
358 x 308 x 160

RA/0330-00

Diffusore Beovox 1600

Potenza nominale 15 W

Campo di frequenza:
50 ÷ 20.000 Hz

Altoparlanti impiegati:
1 woofer - 1 tweeter

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 440 x 330 x 100

AA/5576-00 in Tek

AA/5578-00 in palissandro



GARANZIA ● QUALITA' ● GIUSTO PREZZO

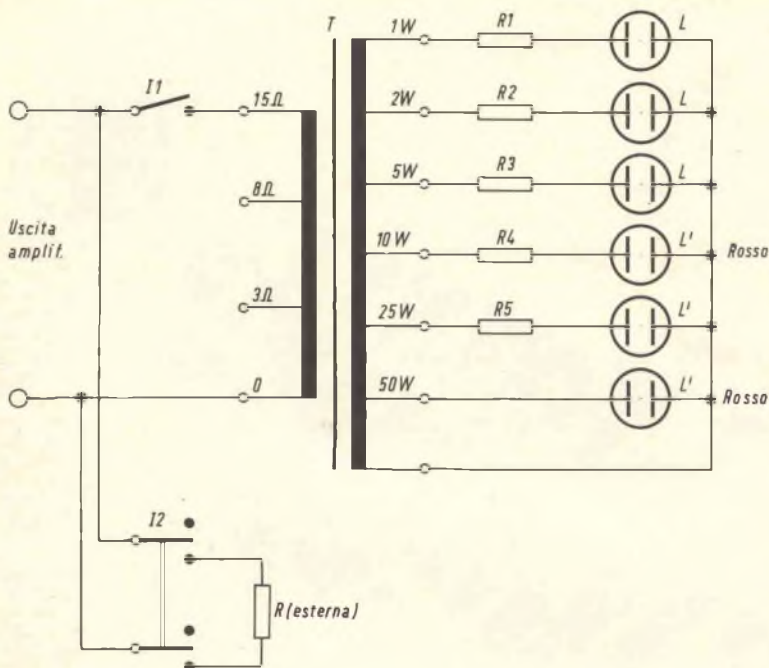


Fig. 3 - Esempio di circuito indicatore composto da diverse lampadine al neon.

registrazione raggiunge un certo valore che deve corrispondere al massimo ammissibile senza distorsione. Se il livello di registrazione è troppo basso la lampadina non emette alcuna luce e non indica qual è l'importanza della deficienza constatata.

Se il livello di registrazione è troppo elevato, la lampadina si illumina e fornisce un segnale d'allarme; ma in questo modo, non si sa qual è il livello di sovraccarico che si produce.

La lampadina al neon comporta, come è noto, due elettrodi dissimmetrici racchiusi in una ampolla di vetro contenente il gas neon a bassa pressione; quando la differenza di potenziale continua fra questi elettrodi è sufficiente, si produce una scarica che determina la luminescenza caratteristica ben nota.

Per realizzare un sistema sensibile, una tensione continua è applicata sulla lampadina, per mezzo della resistenza collegata a una sorgente di alimentazione continua, che mantiene il sistema al limite di innesco.

Le tensioni alternate di modulazione provenienti dallo stadio di uscita dell'amplificatore di registrazione producono l'accensione della lampadina per le punte

di modulazione; la loro osservazione indica così approssimativamente i livelli giusti necessari per assicurare la profondità di modulazione desiderata, senza per questo determinare la saturazione magnetica che produce delle distorsioni.

Per effettuare una calibrazione esatta, si può usare una resistenza variabile e regolare questa con cura, fino a che si ottiene una luminescenza limite della lampadina, si può allora sostituire questa resistenza variabile con una resistenza fissa dello stesso valore che corrisponde esattamente alle condizioni necessarie.

Durante la registrazione, la regolazione dell'amplificazione con l'aiuto del controllo di volume deve essere realizzata in modo tale da ottenere delle punte luminose solamente al momento dei picchi di modulazione, cosa questa che evita degli effetti di saturazione.

Questo montaggio elementare ha potuto quindi essere migliorato più o meno efficacemente usando due lampadine al neon invece di una sola, in modo da ottenere l'indicazione precisa di un livello di registrazione al di sotto di un certo valore limite.

Il principio di montaggio è indicato in fig. 2. La prima lampadina di destra

destinata a indicare il limite massimo non deve superarlo per evitare degli effetti di distorsione; essa si illumina per il livello di registrazione massimo ammissibile, seguendo il principio abituale.

L'altra lampadina, di tipo normale, si illumina per un livello di registrazione più basso, dell'ordine da 6 a 10 dB al di sotto del valore massimo ammissibile prima della distorsione.

L'operatore può così regolare il livello di registrazione, di modo che la lampadina di controllo di sinistra si illumina più spesso possibile producendo dei picchi luminosi quasi continui, ma senza, al contrario, che la lampadina di destra si illumini in modo frequente. Infatti, il funzionamento variabile della lampadina al neon costituisce una caratteristica fastidiosa di questo dispositivo che è impossibile far scomparire. In effetti il fenomeno di smorzamento e di scarica per lo spegnimento della lampada si manifesta in condizioni che non sono simmetriche.

La tensione del segnale necessaria per produrre la scarica della lampadina è maggiore della tensione per la quale la scarica si arresta e così, la luminosità prodotta da un segnale musicale transitorio, vale a dire di durata molto breve, dura molto più a lungo di questo transitorio stesso, cosa questa che non permette di avere delle indicazioni precise.

Le lampadine al neon permettono anche di controllare la potenza sviluppata da un amplificatore e di conoscere così in ogni istante la potenza elettrica sviluppata dai diversi altoparlanti; queste lampadine sono sensibili ai valori di picco del segnale musicale. Un simile sistema di controllo può anche interessare tutti gli amatori che vogliono controllare la loro installazione e costituire un apparecchio del modulometro, in particolare, del misuratore della tensione di uscita che presenti la proprietà di essere privo di inerzia. È anche possibile verificare il rendimento degli altoparlanti funzionanti in condizioni acustiche normali e apprezzare la riserva di potenza degli amplificatori evitando i sovraccarichi.

Come mostra la fig. 3, il sistema comprende essenzialmente un trasformatore a prese comprendente sul secondario un certo numero di lampadine di segnalazione a 110 V. Le prese sono previste per

delle tensioni di accensione di 70 o 75 V efficaci e le resistenze di protezione limitano il consumo totale del circuito secondario.

Le lampadine comportano allora normalmente una resistenza incorporata di un valore dell'ordine di 50 k Ω , cosa questa che limita il consumo per ogni tubo a 1 mA su 110 V e a 0,35 mA a 80 V.

Il primario del trasformatore comporta delle prese per le impedenze abituali di uscita di 3,8 e 15 Ω e nel caso di un altoparlante elettrodinamico classico con carico acustico razionale formato da una cassa ben studiata, la precisione ottenuta è dell'ordine del 20% sulla gamma da 200 a 2.000 Hz, vale a dire sulla gamma in cui si producono i picchi di potenza più notevoli.

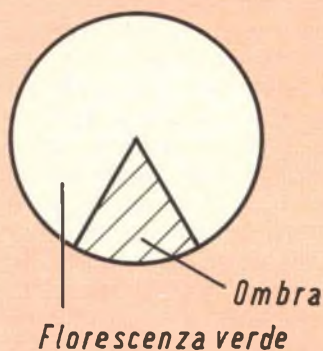
L'avvolgimento primario ha una auto-induttanza di 0,65 Hz, valore che permette di non produrre una deviazione troppo elevata all'uscita dell'amplificatore e, attorno ai 1.000 Hz, la precisione è dell'ordine del 10%, ciò che è sufficiente per dare delle indicazioni pratiche convenienti all'utilizzatore. L'apparecchio può essere contenuto in un contenitore di 240 x 70 x 30 mm e le diverse resistenze hanno i valori seguenti $R_1 = 220$ k Ω , $R_2 = R_3 = 100$ k Ω , $R_4 = 68$ k Ω , $R_5 = 47$ k Ω . Tutte queste resistenze hanno una potenza di 1/4 W e una tolleranza del 10%.

Le lampadine L hanno come abbiamo notato, una tensione di accensione di 70 V a ± 5 V e le lampadine L' una tensione di accensione di 75 V a ± 5 V. Queste lampadine possono essere di diverso colore.

I modulometri catodici

L'occhio magico con schermo fluorescente a due settori, assicura dei risultati pratici con la più grande semplicità. Questo sistema catodico funziona, come è noto, sotto l'azione di un fascio elettronico, la cui direzione e concentrazione variano sotto l'effetto della modulazione. Questo dispositivo è così poco costoso e non comporta degli elementi meccanici ciò che gli permette di rispondere con precisione alle punte dei picchi del segnale e di indicare istantaneamente i transitori, vale a dire gli aumenti bruschi

*Segnale
debole*



*Registrazione
normale*



*Segnale massimo
di picco*

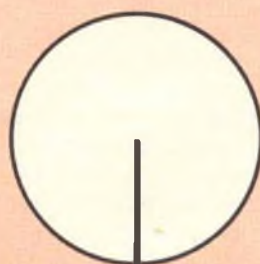


Fig. 4 - Esempio di occhio magico circolare di tipo vecchio.

e rapidi di modulazione della musica e della parola.

Così il modulometro elettronico da una indicazione abbastanza precisa dei picchi di modulazione, che rischiano di determinare una saturazione del nastro magnetico quando il livello di registrazione è troppo elevato.

Vi sono attualmente diversi tipi di tubi chiamati normalmente occhi magici; i più classici e più vecchi comportano uno schermo circolare, con un settore triangolare, sul quale appare una fluorescenza verde variabile secondo l'intensità della modulazione.

Quando al tubo non viene applicato alcun segnale, la fluorescenza verde occupa circa i 3/4 della superficie del tubo, ma una piccola parte, a forma di cono, del tubo resta in ombra e costituisce una

specie di tacca scura triangolare. L'occhio magico è allora aperto.

Quando viene applicato un segnale, la tacca scura si restringe e può anche sparire e l'occhio magico è così chiuso. Normalmente quando si vuole ottenere un livello di registrazione soddisfacente, l'ombra triangolare deve essere ridotta, ma i bordi non devono più essere chiusi completamente.

Un altro tipo di occhio magico di più recente costruzione è quello a due bande o barre fluorescenti rettangolari con un'ombra fra di esse. Quest'ombra intermedia è più o meno lunga secondo l'intensità della modulazione.

Quando il segnale è basso o nullo, i due bordi fluorescenti sono separati da un'ombra molto estesa. Quando il livello di registrazione è normale, i due bordi

Fluorescenza verde



Ombra

Segnale basso



Segnale normale



Segnale massimo di picco

Fig. 5 - Esempio di occhio magico di tipo nuovo.

fluorescenti sono molto vicini, ma non si sovrappongono completamente in maniera continua e infine durante i picchi di registrazione, i due bordi luminosi si sovrappongono ancora di più e l'ombra intermedia sparisce.

Nel montaggio realizzato, ci si deve sforzare di far corrispondere il più possibile, il segnale applicato sul tubo catodico con l'intensità del segnale applicato sul nastro magnetico in modo tale che il modulometro possa indicare realmente il livello massimo ammissibile, al momento stesso in cui è raggiunto. Nella maggior parte dei registratori d'amatore, questo livello massimo permesso corrisponde a una distorsione armonica dal 3% al 5% e, di conseguenza, in maniera elementare dal 30% al minimo di distorsione di intermodulazione.

Questo livello di distorsione è evidentemente molto importante e non può dunque essere sopportato che nel caso di segnali di durata molto breve. Per dei livelli normali che si possono intendere da 6 dB fino a 20 dB al di sotto del livello di picco, la distorsione di intermodulazione è ridotta a un valore corrispondente allo standard abituale di qualità. Il metodo con il quale le indicazioni del tubo a raggi catodici corrispondenti alle variazioni del segnale applicato sul nastro magnetico è indicato schematicamente in fig. 6. I segnali musicali sono raccolti su uno stadio conveniente dell'amplificatore di registrazione, trasmesso a un partitore di tensione e applicato in seguito sul tubo a raggi catodici.

Il partitore di tensione assicura la corretta proporzione del segnale a frequenza musicale che deve essere applicato sul modulometro, in modo tale che l'indica-

tore si chiude, quando la distorsione sul nastro raggiunge il 3% o il 5%. La determinazione di questa proporzione si effettua abitualmente con l'aiuto di prove dirette.

In alcuni registratori perfezionati e costosi il partitore di tensione è regolabile in modo tale che l'operatore può far variare, se è necessario, il livello del segnale applicato sul modulometro. Un partitore di tensione regolabile permette anche al fabbricante di assicurare inizialmente una corrispondenza più precisa fra le indicazioni dell'occhio magico e il livello di distorsione.

Quando il tubo catodico è tarato correttamente, i risultati migliori si ottengono quando il tubo è chiuso quasi completamente per i segnali di picco. Se si producono dei ricoprimenti poco frequenti e accidentali dei due bordi fluorescenti, essi indicano dei sovraccarichi di registrazione temporanea, e il rischio che ne risulta è generalmente molto basso.

Al contrario, se i settori fluorescenti si chiudono completamente o si ricoprono diverse volte al minuto, questa indicazione può corrispondere a una distorsione eccessiva.

D'altro canto se l'occhio magico si chiude raramente o anche mai, questo corrisponde a una modulazione insufficiente e a una registrazione troppo bassa con tutti gli inconvenienti che questo comporta e, in particolare, l'apparizione di un rumore di fondo dovuto a un rapporto segnale/rumore troppo basso.

Ma, in modo generale, il livello di registrazione ammissibile dipende anche dalla natura del programma registrato, e in questo campo, l'abilità e l'esperienza dell'operatore giocano un ruolo essenziale.

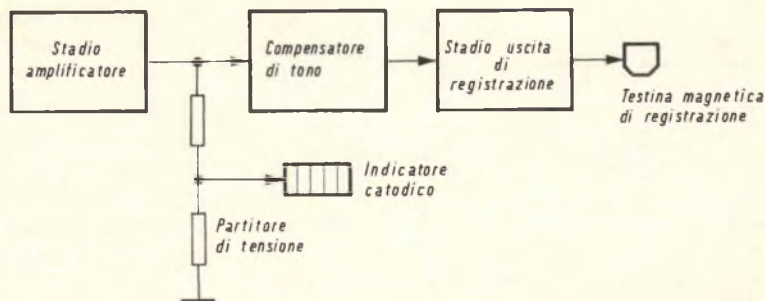


Fig. 6 - Esempio di circuito per la visualizzazione delle indicazioni sull'occhio magico delle variazioni del segnale.

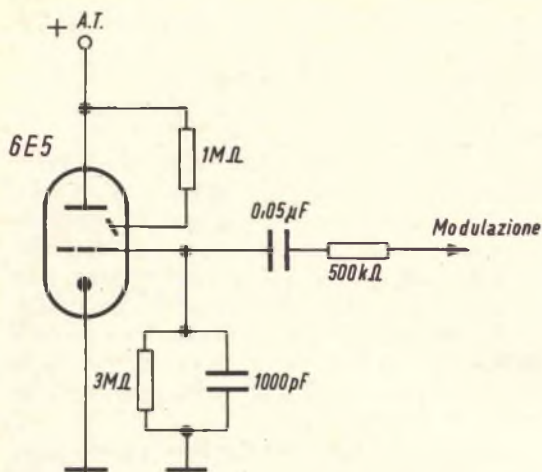


Fig. 7 - Esempio d'impiego di un occhio magico 6E5.

Il primo vantaggio dell'indicatore elettronico è costituito come abbiamo visto dalla sua risposta istantanea, vale a dire dal suo funzionamento immediato sotto l'azione dei segnali transitori corrispondenti ai punti bruschi e molto brevi, ciò che permette una indicazione esatta del segnale massimo applicato al nastro magnetico. Ma, allo stesso tempo, questa caratteristica utile del dispositivo, può costituire una sorgente di difficoltà, per-

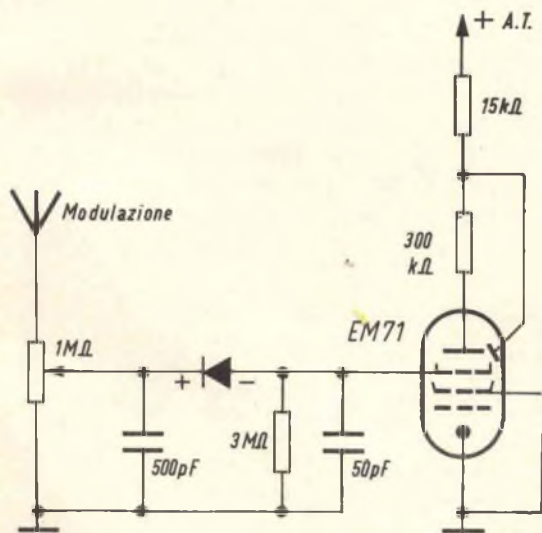


Fig. 8 - Esempio d'impiego di un occhio magico EM71.

ché la superficie fluorescente può variare così rapidamente sotto l'azione dei segnali transitori, che l'operatore trova delle difficoltà a osservare queste variazioni e, di conseguenza a modificare il livello di registrazione.

L'importanza di queste difficoltà dipende dalla natura della registrazione effettuata; quando si tratta di registrare una musica sinfonica o una musica dolce, il problema della lettura delle indicazioni del tubo a raggi catodici è meno difficile che nel caso si tratti di una composizione alle variazioni forti.

In alcuni apparecchi semplificati, ci si può accontentare di trasmettere sulla griglia dell'occhio magico il segnale di modulazione per mezzo di un sistema di condensatori e di resistenze, senza far ricorso a un raddrizzamento. Si ottiene così una variazione rapida dei settori luminosi dell'occhio magico che lavora bene sulla profondità di modulazione, ma dà delle indicazioni visuali molto rapide e difficili da osservare.

È preferibile avere delle indicazioni più precise e più lente, che informino più rapidamente e più efficacemente sulla profondità di modulazione. Si ottiene questo risultato raddrizzando la corrente applicata e usando un filtro a resistenza-capacità che costituisce una base dei tempi avente una costante di un valore di 1/10 a un mezzo secondo. È sufficiente un piccolo raddrizzatore a semiconduttore del tipo di quelli usati sugli apparecchi di misura a corrente alternata. Negli apparecchi vecchi, si impiegava anche per questo impiego un diodo separato o un diodo montato in una valvola.

Un dispositivo di questo genere permette un funzionamento fluttuante del sistema; esso permette all'occhio magico di fermarsi rapidamente ma di aprirsi lentamente e mantenere così l'occhio magico durante un breve periodo al grado massimo di chiusura. Questo circuito permette all'occhio magico di funzionare molto rapidamente sotto l'azione di un transitorio, ma non permette più all'occhio di aprirsi con la stessa rapidità; così il grado massimo di chiusura è mantenuto durante un breve istante, ciò che permette una osservazione efficace.

(Da « Le Haut-Parleur » 1252 »)

LA VELOCITÀ DEI GIRADISCHI

a cura di Flyingjib

IL
RIPARATORE

Riportiamo in questo articolo alcune notizie sulle velocità dei giradischi, sui vari difetti e i relativi rimedi.

Una caratteristica essenziale del giradischi è la costanza della sua velocità di rotazione; ogni variazione più o meno periodica determina dei disturbi gravi, con note lamentose prodotte dalle fluttuazioni di velocità molto lente o di scintillamenti se si tratta di fluttuazioni di velocità rapide.

L'importanza di questi difetti è espressa in percentuale del valore efficace di rotazione. Un limite tollerabile estremo non deve superare lo 0,3% e attualmente si è arrivati a un valore dello 0,1%. Alcuni giradischi di fabbricazione recente di alta qualità, assicurano dei valori inferiori allo 0,1%, gli altri fattori restano uguali, la riduzione di note strascicate e di scintillamento costituisce un criterio di qualità.

Il primo difetto è anche dovuto a una variazione periodica della velocità attorno alla velocità media costante. A ogni giro del disco, una parte della rotazione è più rapida, e l'altra più lenta della velocità nominale. La velocità media può re-

stare invariata, di modo che si sentono delle variazioni di tonalità leggermente troppo alte e leggermente troppo basse a ogni giro di pista, producendo una specie di lamento, da qui il nome del fenomeno e, pertanto, quando si verifica la rotazione per mezzo di un disco stroboscopico non si constata più l'anomalia.

Queste variazioni di velocità importune sono meno udibili con dei piatti pesanti che costituiscono dei volani di regolazione; un buon piatto deve pesare almeno 1 kg e la sua massa deve essere ripartita, nei limiti del possibile, alla periferia; questo assicura una più efficace regolazione.

La maggior parte delle volte, il difetto proviene soprattutto dal centraggio difetto del disco, che presenta un'apertura centrale troppo grande, ciò che produce un gioco sul foro di centratura e può essere controllato direttamente con una osservazione visuale. Si constata anche un leggero movimento alternato della cellula del fonorivelatore ad ogni giro del piatto; un'altra causa non proviene dal piatto stesso ma dall'ondulazione della superficie del disco, cosa questa che determina uno spostamento della puntina di riproduzione nel senso verticale ad ogni giro del piatto (fig. 1).

Il tasso del difetto, si valuta in % come abbiamo notato e non riguarda evidentemente che il difetto dovuto al piatto; quello del disco è valutato da picco a

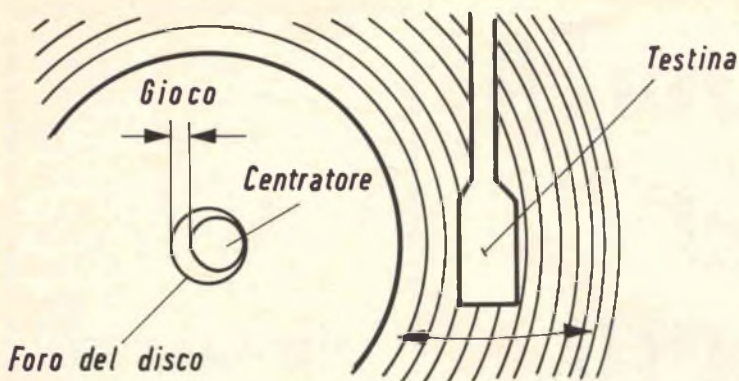


Fig. 1 - Esempio di spostamento della puntina in senso verticale.

picco vale a dire con uno scarto assoluto fra la tonalità più bassa e la più alta nel corso del difetto.

Il controllo viene effettuato alle velocità di 45 e 33 giri al minuto, con l'aiuto di un disco di prova normalizzato, sul quale è stata registrata una tonalità di frequenza di 3 kHz.

Lo scintillamento conferisce per esempio, alla musica del piano un suono duro e tremolante, è misurato nello stesso modo e il suo tasso non deve superare lo 0,1% da picco a picco. Esso si manifesta anche molto raramente quando il piatto è sufficientemente pesante.

La precisione della velocità è un'altra caratteristica di qualità del giradischi, benché gli effetti udibili per una piccola variazione della velocità del piatto rispetto alla velocità nominale, siano relativamente poco sensibili, a condizione che la velocità reale sia ben stabile e uniforme, i rumori parassiti sono molto più da temere.

Le velocità di rotazione del piatto devono corrispondere a quelle dei dischi di cui esistono quattro tipi diversi: esse sono espresse in giri al minuto e sono 78,45, 33 1/3 e 16 2/3. Orà i dischi a 78 giri non si trovano più in commercio e pure i dischi a 16 giri sono molto rari, a causa delle lunghe riproduzioni che permettono, vengono usati per registrazioni di discorsi.

Le velocità più usate sono 45 e 33 giri. I dischi a 78 giri non sono riprodotti con la stessa puntina usata per le altre velocità ma con una apposita.

Una velocità leggermente più lenta del valore normale, determina una tonalità musicale leggermente più bassa; una ve-

locità più elevata determina una tonalità musicale leggermente più alta. Se lo scarto è molto basso, la variazione di tonalità viene appena percepita, ma può essere tollerata; non deve superare lo 0,5% in più o in meno del valore nominale. La qualità è considerata come soddisfacente, quando la velocità reale non varia più dell'1% della velocità nominale e sui giradischi di alta precisione più o meno professionali, lo scarto non supera lo 0,1%.

Alcuni giradischi a controllo manuale o automatici, comportano un dispositivo autocorrettore, che permette di compensare i difetti minimi di precisione della velocità, o di assicurare una variazione volontaria di questa velocità, allo scopo di ottenere degli effetti musicali speciali. Usato in combinazione con un disco stroboscopico, che spesso viene fornito con il giradischi stesso, è anche possibile ottenere una precisione assoluta della velocità di rotazione.

Spesso, dei difetti di precisione della velocità non provengono dal giradischi stesso ma dalle variazioni della tensione di alimentazione della rete, dovute a delle variazioni generali o locali.

Come abbiamo notato, una variazione dello 0,3% ammesso dalla normalizzazione NAB non produce degli effetti sensibili, e una variazione dello 0,5% in un senso o nell'altro è perfettamente tollerabile in pratica; naturalmente più lo scarto è ridotto, più il risultato è soddisfacente.

È noto, in ogni caso, che sono i cambiadischi automatici i più soggetti a questo difetto; questo è dovuto in modo particolare alla necessità, per i complessi nuovi, di girare durante un certo tempo a

una velocità normale per assicurare in qualche modo il « rodaggio ». Quando il piatto è caricato con un po' di dischi sovrapposti, può succedere che il piatto giri leggermente più lentamente. Così, si può tener conto di questo fatto per regolare la velocità del giradischi a un valore leggermente più elevato del valore nominale, quando il piatto non è più carico.

Se l'apparecchio comporta un dispositivo di regolazione precisa della velocità, possiamo ottenere evidentemente una precisione di velocità assoluta, qualunque sia il numero dei dischi sul piatto.

I giradischi equipaggiati di un sistema di regolazione preciso della velocità sono muniti di uno stroboscopio. Questo dispositivo molto semplice è costituito da serie di striature o barre verticali, in numero conveniente e regolarmente spaziate, disposte sul cerchio del piatto; si possono così osservare, con l'aiuto di una lampadina delle barre radiali riportate sul piatto o che figurano semplicemente su un disco disposto sull'asse del piatto stesso; esse sono illuminate da un tubo al neon alimentato alla frequenza di rete.

La regolazione esatta della velocità si ottiene in diversi modi: regolatore meccanico centrifugo di vecchio modello, puleggia intermedia conica, freno magnetico, ma il dispositivo più recente che assicura il controllo della velocità è la regolazione elettronica.

La tecnica dei giradischi è stata modificata a poco a poco, per quanto riguarda i dispositivi di moto e di trasmissione. I meccanismi a puleggia sono stati sostituiti da trasmissioni a cinghia, meno sensibili alle vibrazioni meccaniche dei motori, e a loro volta, le sospensioni plastiche sono state abbandonate e sostituite da una tecnica che rende il sistema molto meno sensibile agli urti e alle vibrazioni esterne (fig. 2).

Recentemente, i motori sincroni o asincroni-sincronizzati impiegati normalmente sugli apparecchi alimentati dalla rete hanno lasciato il passo a dei motori a corrente continua, la cui velocità angolare è asservita a un segnale d'errore proporzionale allo scarto fra le velocità angolari reali e nominali.

Ma, il motore sincrono è tornato attualmente alla ribalta da una parte, grazie ai modelli multiplanari a bassa tensione, e dall'altra parte, grazie all'impiego dei circuiti di asservimento a un segnale pilotato prodotto localmente. Si tratta così di ricorrere alle risorse dell'elettronica e di comandare la velocità di rotazione del motore non più con la frequenza del segnale di rete, come nel procedimento classico, ma a partire da un segnale a frequenza variabile prodotto da un oscillatore locale, soluzione che permette di eliminare i diversi pezzi che girano da una variazione di velocità classica.

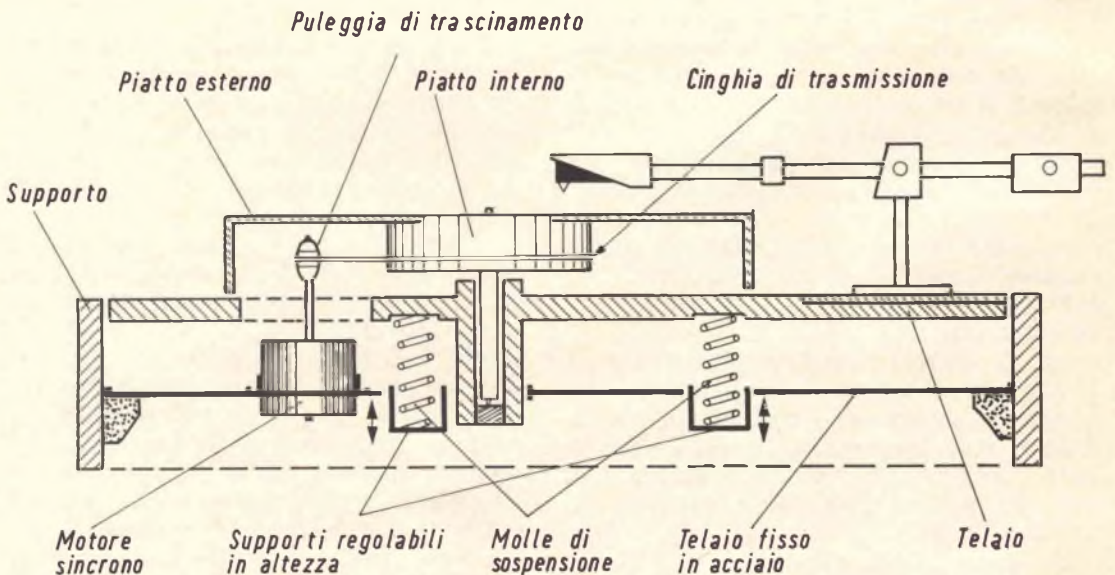


Fig. 2 - Disegno in sezione della composizione di principio di un giradischi di tipo classico.

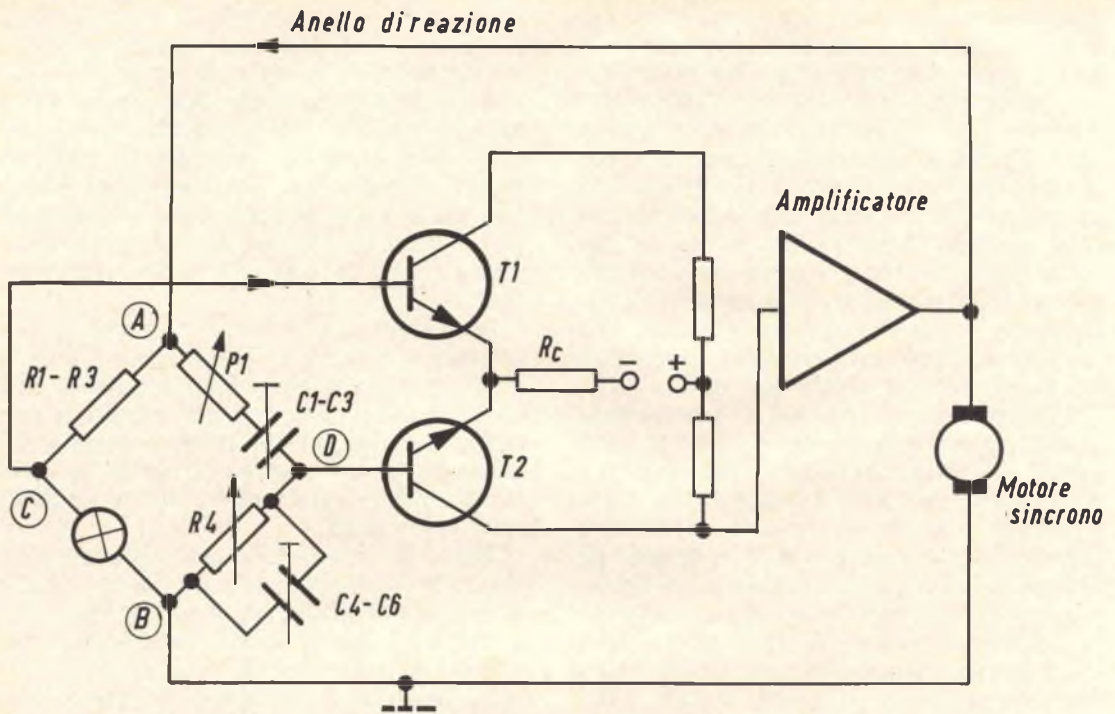


Fig. 3 - Esempio di circuito per la regolazione della velocità del motore di un giradischi.

Questa è la soluzione adottata anche sui registratori di alta qualità alimentati dalla rete ed è questo lo stesso principio che ha permesso la regolazione della velocità dei motori a corrente continua usati sugli apparecchi portatili a pila.

Si tratta così di fabbricare, in qualche modo, una corrente alternata speciale per ogni velocità, che serve ad azionare il motore di trascinamento; si usa a questo scopo un oscillatore molto stabile, costituito da un ponte equipaggiato con due transistori, con un amplificatore di comando del motore sincrono. Il motore sincrono serve anche di carico a questo amplificatore e, agendo sul commutatore, l'oscillatore produce dei segnali a 50, 37 o 18,5 Hz ciò che permette al piatto di girare a delle velocità di 45, 33 1/3 e 16 2/3 giri al minuto; una resistenza variabile regolata dall'esterno permette inoltre, una regolazione complementare molto precisa della velocità del giradischi. Si ottiene così una precisione di $\pm 2\%$ (fig. 3).

Un apparecchio di questo genere è munito di un piatto pesante a inerzia elevata, i cui pesi possono raggiungere 15 kg

e la regolarità della velocità può raggiungere $\pm 0,08\%$. Il movimento è assicurato da una lunga cinghia in gomma e l'insieme del piatto e del braccio è sospeso elasticamente. Grazie a queste precauzioni, il livello di ronzio è inferiore a -48 dB.

Fuori della precisione della velocità di rotazione e dei rumori parassiti prodotti da difetti di rotazione, è necessario considerare la qualità generale del meccanismo della costruzione, la facilità delle manovre, senza parlare, del numero delle velocità necessarie.

Il tipo di motore usato, il sistema di movimento, il peso del piatto, ecc., costituiscono delle caratteristiche interessanti per gli utilizzatori, ma non offrono più, infatti, una base indiscutibile per giocare dei veri risultati ottenuti con un tavolo di riproduzione. Dei motori di diverso tipo, escluso naturalmente i dispositivi elementari bipolari, delle forme molto diverse dei sistemi di trascinamento, dei piatti di peso e di diametro diversi, possono essere combinati dai fabbricanti per costituire dei complessi di qualità.

(Da « Le Haut-Parleur » 1250)

LE NORME DEGLI APPARECCHI DI ALTA FEDELTA'



La produzione vinicola è controllata molto seriamente ed i vini sono classificati secondo i criteri stabiliti per la grande produzione vinicola dalle disposizioni governative francesi, in modo che risulti il controllo del nome, del marchio di vino di qualità superiore (V.D.Q.S.), ecc.

Nell'industria degli apparecchi di riproduzione musicale, il governo non è intervenuto.

Tuttavia industriali, tecnici professionisti — generalmente professori di facoltà universitarie — musicisti, ecc., si sono riuniti ed hanno definito un certo numero di regole alle quali devono sottostare i diversi apparecchi elettroacustici: sintonizzatori, amplificatori, giradischi, magnetofoni, per beneficiare dell'etichetta di alta fedeltà. Sfortunatamente, siccome le decisioni suddette non sono state prese dal governo, esse non hanno valore di legge, e chiunque, almeno in Francia, può dichiarare di alta fedeltà un apparecchio qualunque. Non è valida la medesima cosa in alcuni paesi differenti dalla Francia.

In tutti i paesi altamente industrializzati nessun brevetto può essere rilasciato senza una inchiesta preliminare, mentre in Francia non interessa né chi né cosa per avere un brevetto. L'ufficio competente rilascia i brevetti senza verificare se si tratta di una vera invenzione e senza scoprire se già esiste o meno in precedenza.

Quindi è inutile dire che valore possa

avere per una persona non francese un brevetto francese; e non è una meraviglia il vedere il deficit della bilancia delle esportazioni e delle importazioni per i brevetti.

Ma tornando ai fatti nostri si possono ritenere valide professionalmente certe regole. Alcuni le possono trovare troppo larghe, noi no. Queste corrispondono esattamente alle definizioni di alta fedeltà che sono state espone nel nostro editoriale. Noi ne abbiamo fatto una tabella estratta dal catalogo del Festival del suono 1969. Le norme indicate sono esattamente conformi a quelle alle quali devono sottostare le macchine per poter essere presentate al Festival.

Occorre avere delle conoscenze tecniche per poterle interpretare? La risposta è no, perché non si richiede ciò da nessuno. Ma esse permettono a tutti di rendersi conto delle caratteristiche degli apparecchi in prova e di sapere se si tratta di un apparecchio di alta fedeltà.

Inutile sapere che cosa è, un decibel, come si misura il rapporto segnale-rumore, ecc., il criterio dell'approssimazione dei numeri tra loro.

Consideriamo un esempio: un registratore presenta un amplificatore accordato stereo 2 x 25 W.

La norma dice: l'amplificatore stereofonico deve avere una potenza superiore a 10 W per canale. Dunque su tale punto il registratore risponde alle norme. Ma nella norma v'è una piccola riserva ag-

ELEMENTO	CARATTERISTICHE	VALORE	OSSERVAZIONI
Tabella di lettura	Scarto relativo di velocità per le velocità nominali di 33 e 45 giri/min	$\pm 1\%$	Alla tensione nominale del settore
	Fluttuazioni totali	0,3%	Valore istantaneo da picco a picco alla frequenza di 3.000 Hz
	Rapporto segnale-rumore	-40 dB	Valore non equilibrato per un segnale di frequenza 1.000 Hz ed al livello massimo di 1,4 cm/s

ELEMENTO	CARATTERISTICHE	VALORE	OSSERVAZIONI
Nastro del magnetofono	Scarto relativo di velocità per le velocità nominali di: — 19 cm/s — 9 cm/s	$\pm 0,5\%$ $\pm 0,5\%$	Alla tensione di alimentazione
	Fluttuazioni totali	$\pm 0,2\%$	Valore istantaneo misurato da picco a picco per la massima velocità.

ELEMENTO	CARATTERISTICHE	VALORE	OSSERVAZIONI
Testina di lettura	Raggio massimo della estremità della punta di lettura: — sferica — biradiale	0,018 mm 0,006 x 0,020 mm	
	Forza massima di appoggio sulla superficie registrata	0,45 N	
	Massa dinamica dell'equipaggio mobile riportato all'estremità della punta di lettura	2 mg	
	Coefficiente di elasticità: — verticale	4×10^3 m/N	
	— orizzontale	4×10^3 m/N	
	Curva di risposta	30 Hz - 12,5 kHz	± 2 dB
	Rapporto di diafonia	-25 dB	Per rapporto a 1.000 Hz

Nota

Il sistema d'amplificazione è costituito da quello della catena di alta fedeltà. Essa deve rispondere alle caratteristiche di qualità dell'amplificatore di alta fedeltà.

La curva di risposta totale in registrazione deve essere compresa nei seguenti limiti per le velocità riportate: 19 cm/s...40 Hz—12 kHz ± 2 dB 9,5 cm/s...40 Hz—10 kHz ± 2 dB

giuntiva: per una percentuale di distorsione di non-linearità $\leq 2\%$ a 1.000 Hz. Bisogna dunque controllare se la percentuale di distorsione suddetta risulta inferiore al 2%. È cosa facile a farsi, in

effetti si legge sulla tabella delle caratteristiche: percentuale della distorsione armonica totale 0,4% (15 W).

L'amplificatore, avente una potenza di uscita superiore a 10 W per canale e

novità

PRESTEL

TRIPLO AMPLIFICATORE MISCELATORE



Amplifica e miscela sino a tre canali rispettivamente delle bande I o II-III IV o V. Si compone di un contenitore-miscelatore MM 3 e di 1, oppure 2, oppure 3 amplificatori a due transistor MT2.

MT2 - AMPLIFICATORE A DUE TRANSISTOR A MODULO

Atto ad essere montato nel contenitore miscelatore MM 3.

Guadagno VHF 32 dB (40 volte); UHF 26 db (20 volte) NA/0660.

MM3 - MISCELATORE TRIPLO E CONTENITORE AMPLIFICATORI A MODULO

Miscela le bande: I o II con III e VHF con UHF. Contiene sino a 3 amplificatori a due transistor a modulo MT2. Può funzionare anche semplicemente come miscelatore triplo di banda. NA/4195-00



MT2



MM3

Gli amplificatori si alimentano a mezzo dall'unico cavo di discesa con l'alimentatore PRESTEL mod. A3N commutato su 1, oppure 2, oppure 3 amplificatori.

PRECISARE SEMPRE I CANALI RICHIESTI

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.

PRESTEL

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

Caratteristiche di qualità per gli elementi di una catena di alta fedeltà

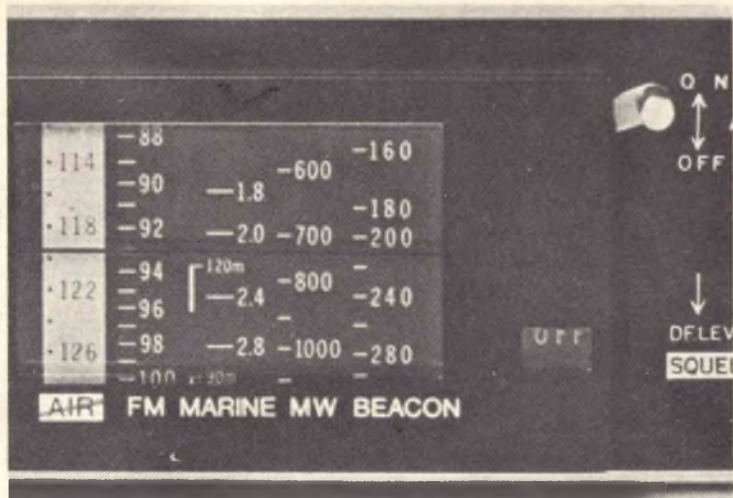
ELEMENTO	CARATTERISTICHE	VALORE	OSSERVAZIONI
Adattatore a modulazione di frequenza	Sensibilità	$< 2 \mu\text{V}$	A 1.000 Hz per una percentuale di modulazione del 100% per il valore nominale del rapporto segnale-rumore
	Curva di risposta ad audio-frequenza	20 Hz - 20 kHz $\pm 1 \text{ dB}$	Per rapporto a 1.000 Hz
	Rapporto segnale-rumore	- 50 dB	In valore non equilibrato per un livello d'entrata di - 54 dB (mW)
	Percentuale distorsione armonica totale	$\leq 1\%$	Per un'escursione di ± 37 kHz ed un livello di entrata di - 24 dB (mW)
	Livello di uscita	1 V eff.	
	Affievolimento della modulazione di ampiezza	- 50 dB	
	Rapporto di diafonia	- 35 dB	A 1.000 Hz

ELEMENTO	CARATTERISTICHE	VALORE	OSSERVAZIONI
Amplificatore	Curva di risposta	20 Hz - 30 kHz $\pm 2 \text{ dB}$	A 1.000 Hz per una potenza di uscita di 2 W eff. per canale.
	Potenza in condizioni ottime di uscita per canale	100 W eff.	Per una percentuale di distorsione di non-linearità $\leq 2\%$ a 1.000 Hz
	Percentuale di distorsione armonica totale	$\leq 0,5\%$	Per una potenza di uscita di 2 W eff. per canale
	Rapporto segnale-rumore	- 60 dB	Valore non equilibrato per una potenza di uscita di 1,5 W eff. per canale
	Rapporto di diafonia	$\geq 45 \text{ dB}$	A 1.000 Hz

avente una percentuale di distorsione inferiore al 2%, risponde pertanto bene alla norma di alta fedeltà.

Ma riguardando le cose un poco meglio, ci si potrà chiedere perché il costruttore ha fatto l'apparecchio al medesimo tempo funzionante per 25 W per canale ed invece a soli 15 W per la misura della distorsione. Si può pensare logicamente che l'amplificatore, funzionante a 25 W, ha una percentuale di distorsione superiore a 0,4%. È senza dubbio vero, ma è anche probabilissimo che a 25 W la percen-

tuale di distorsione sia ancora inferiore al 2%. In tal caso si deve porre direttamente la domanda al costruttore. Ecco un ottimo esempio che permette a chiunque di porre una domanda intelligente al costruttore. Ora invece chiediamo a noi stessi, come mai l'amplificatore non potrà mai essere utilizzato a 2×25 W (ossia 50 W) in un appartamento, anche se la percentuale di distorsione è leggermente inferiore al 2% tuttavia ciò non avrà alcuna importanza.



LE COMUNICAZIONI RADIOTELEFONICHE

di P. Soati

Tempo di confusione nelle gamme destinate ai 27 MHz in cui ormai tutti si sentono autorizzati a trasmettere, visto che nessuno si prende la briga di regolarizzare una situazione che si va facendo sempre più caotica, mentre basterebbe un po' di buona volontà da parte degli organi competenti affinché la situazione si facesse più limpida ed anche maggiormente controllabile.

Scopo di questo articolo comunque non è quello di fare della polemica bensì di dare qualche indicazione sullo svolgimento del traffico telefonico a bordo dei mezzi mobili, compreso il naviglio da diporto, traffico che viene eseguito in questo caso da persone munite del **certificato limitato di radiotelefonista**.

Queste norme riteniamo possano essere molto utili, naturalmente a solo titolo di esempio, per stabilire una procedura similare nel campo del piccolo naviglio da diporto, al quale come è noto è stata concessa la **frequenza di 27,120 MHz**, ap-

punto per facilitare le operazioni di soccorso, o di pronto intervento, da parte degli organi interessati, in caso di pericolo.

OBBLIGO DEL SEGRETO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

I regolamenti internazionali, e di conseguenza quelli nazionali, proibiscono l'intercettazione delle radiocomunicazioni che non sono destinate ad uso del pubblico e la divulgazione del contenuto, o semplicemente della sua esistenza, di qualsiasi notizia ricevuta casualmente. Di conseguenza i radioamatori, **che devono operare esclusivamente nelle gamme loro assegnate**, e coloro che sono in possesso del certificato limitato di radiotelefonista sono impegnati a mantenere il segreto come da impegni assunti e sottoscritti al rilascio del documento di autorizzazione. Naturalmente anche gli ufficiali RT, in possesso del certificato inter-

nazionale, sono obbligati a rispettare il segreto d'ufficio.

PROCEDURA PER LA TRASMISSIONE E LA RICEZIONE IN RADIOTELEFONIA

La frequenza di 2182 kHz è usata in radiotelefonica sia come frequenza di chiamata sia come frequenza di soccorso.

Per effettuare una chiamata occorre attenersi alla seguente procedura:

- a) accendere l'apparecchio;
- b) sintonizzare il ricevitore ed il trasmettitore sulla frequenza di 2182 kHz;
- c) accertarsi che la frequenza sia libera da altre trasmissioni;
- d) accertarsi altresì che la stazione con la quale si intende corrispondere non sia impegnata per altri servizi. A questo proposito occorre sintonizzarsi con il ricevitore sulla frequenza di lavoro della stazione stessa, frequenza che è indicata nelle apposite nomenclature;
- e) sintonizzare nuovamente il ricevitore sulla frequenza di 2182 kHz;
- f) controllare che la chiamata non sia effettuata **nei primi tre minuti di ogni mezz'ora** ($h + 00 - h + 03'$; $H + 30' - H + 33'$). **Questi due periodi sono infatti riservati esclusivamente all'ascolto ed alle chiamate di soccorso;**
- g) premere il pulsante del microfono ed eseguire la chiamata nel seguente mo-

do: ripetere tre volte al massimo il nominativo della stazione chiamata seguito dalla parola **QUI** oppure **DA** o **DE**, fare seguire, ripetuto al massimo tre volte, il proprio nominativo.

Ricevuta la risposta dalla stazione desiderata l'operatore prenderà accordi con la stazione stessa per stabilire su quale frequenza dovrà essere trasmesso l'eventuale traffico.

Raggiunto il suddetto accordo si sintonizzerà il trasmettitore sulla frequenza stabilita ed il ricevitore sulla frequenza della stazione. Effettuate queste operazioni si ripeterà la chiamata e dopo aver ottenuto la risposta si inizierà ad inoltrare il messaggio.

Qualora non si ottenga risposta la chiamata dovrà essere ripetuta altre due volte ad intervalli di due minuti.

SEGNALI DI SOCCORSO

Il segnale e la chiamata di soccorso significano che una nave, una barca da diporto o un aereo corrono un grave e imminente pericolo chiedendo un aiuto immediato.

Il segnale, la chiamata ed il messaggio di soccorso devono essere lanciati sulla frequenza di 2182 kHz e ripetuti ad intervalli, fino a quando non si riceve risposta.

Il periodo migliore è quello dei tre minuti primi di ogni mezz'ora, che abbiamo sopra indicato, in cui tutte le stazioni

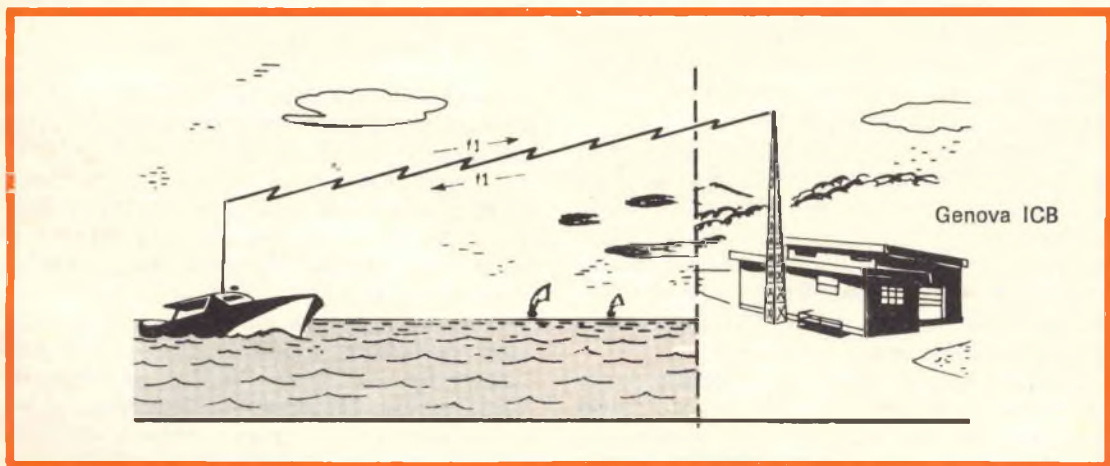


Fig. 1 - Scambio di comunicazione fra stazione costiera e imbarcazione da diporto sulla stessa frequenza (ad esempio 2182 kHz).

Qualità • Tradizione • Progresso tecnico

CHINAGLIA

Sede: Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Telefono 25.102



analizzatore a 59 portate

CORTINA sensibilità 20 k Ω - V c.c. e c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650

QUADRANTE: a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; Indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto CI. 1/40 μ A

CIRCUITO AMPEROMETRICO c.c. - c.a.: bassa caduta di tensione 50 μ A - 100 mV / 5 A - 500 mV.

OHMMETRO in c.c.: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ω . a 100 M Ω .

OHMMETRO in c.a.: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10-100 M Ω .

CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V

DISPOSITIVO di protezione dello strumento, contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CONSTRUZIONE semiprofessionale, nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.

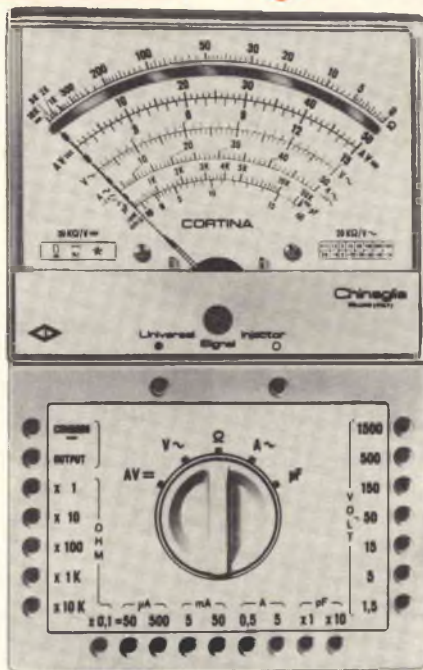
ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIEITORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA USI).

PRESTAZIONI

A =	50	500 μ A	5	50 mA	0.5	5 A			
A ~		500 μ A	5	50 mA	0.5	5 A			
V =	100 mV	1.5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ~		1.5	5	15	50	150	500	1500 V	
VBF		1.5	5	15	50	150	500	1500 V	
dB	da	-20 a	+66	dB					
Ω =	1	10	100 K Ω	1	10	100 M Ω			
Ω ~					10	100 M Ω			
pF	50 000 pF	500 000 pF							
μ F	10	100	1 000	10 000	100 000 μ F	1 F			
Hz	50	500	5 000 Hz						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.



mod. Cortina L. 12.400
Cortina USI L. 14.900



PRESTAZIONI

A =	50 μ A	5	50	500 mA	2,5 A			
A ~	25	250 mA	2,5 - 12,5 A					
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ~	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da	-10 a	+69					
Ω =	10 K Ω	10 M Ω						
μ F	100 μ F	100 000 μ F						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

Minor L. 9.900

Minor USI L. 12.500
astuccio compreso

analizzatore CORTINA Minor

38 portate 20 k Ω - V c.c. 4 k Ω - V c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 40. Peso gr. 350

QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto CI. 1,5/40 μ A.

OHMMETRO: completamente alimentato con pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 M Ω .

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.

BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.

CONSTRUZIONE semiprofessionale; nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.

COMPONENTI elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI: in dotazione, coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio in materiale antiurto.

INIEITORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA Minor USI).

sono obbligate ad effettuare l'ascolto per **salvaguardia della vita umana**.

Il segnale e la chiamata di soccorso in radiotelegrafia si eseguono nel seguente modo:

a) segnale di soccorso **MAYDAY** (pronunciato come l'espressione francese *m'aider*) ripetuto tre volte;

b) fare seguire la parola **QUI**, oppure **DA** o **DE**;

c) ripetere tre volte il proprio nominativo seguito dal messaggio di soccorso vero e proprio così composto:

d) segnale **MAYDAY**;

e) ripetizione del proprio nominativo;

f) indicazione della posizione, natura del pericolo, specie del soccorso richiesto e tutte quelle notizie che possono facilitare le operazioni di soccorso.

INTERCETTAZIONE DI UN SEGNALE DI SOCCORSO

Chi riceve un segnale di soccorso deve:

a) sospendere immediatamente le emissioni sulla frequenza di 2182 kHz;

b) nel caso che il mezzo in pericolo non si trovi nella propria zona attendere se qualche altra stazione più vicina risponde, ed a caso affermativo mettersi a disposizione della stazione che assume la direzione del traffico;

c) se dopo un breve intervallo nessuna altra stazione risponde all'appello dare il ricevuto al messaggio di soccorso;

d) appena dato il « ricevuto » rilanciare il messaggio come segue:

segnale **MAYDAY RELAY** (pronunciato come l'espressione francese *m'aider relais*) ripetuto tre volte, seguito dal proprio nominativo e dalla ripetizione completa del messaggio;

e) provvedere ad avvisare tempestivamente le autorità competenti più vicine.

Se la stazione che ha accusato ricevuta del messaggio di soccorso appartiene ad un mezzo mobile che si appresta a recarsi sul posto del sinistro, deve comunicare al mezzo in pericolo le indicazioni riguardanti la propria posizione, la velocità, ed il tempo entro il quale prevede di giungere sul luogo dove si trova il mezzo che ha lanciato il messaggio di soccorso.

La trasmissione di un messaggio di soccorso può essere eseguita da una stazione non appartenente al mezzo in pericolo qualora si comprenda che questo non è in grado di trasmettere il messaggio di soccorso (ad esempio: aerei in collisione fra loro, affondamento rapido di un natante, avaria alla stazione trasmittente del mezzo in pericolo, ecc.).

Nel caso altre trasmissioni disturbino il traffico di soccorso **si può imporre il silenzio radio**, trasmettendo la parola **SILENCE** seguita dalla parola **MAYDAY** e dal proprio nominativo.

Non appena il traffico di soccorso sia terminato la stazione che ha assunto la direzione del traffico trasmette sulla fre-

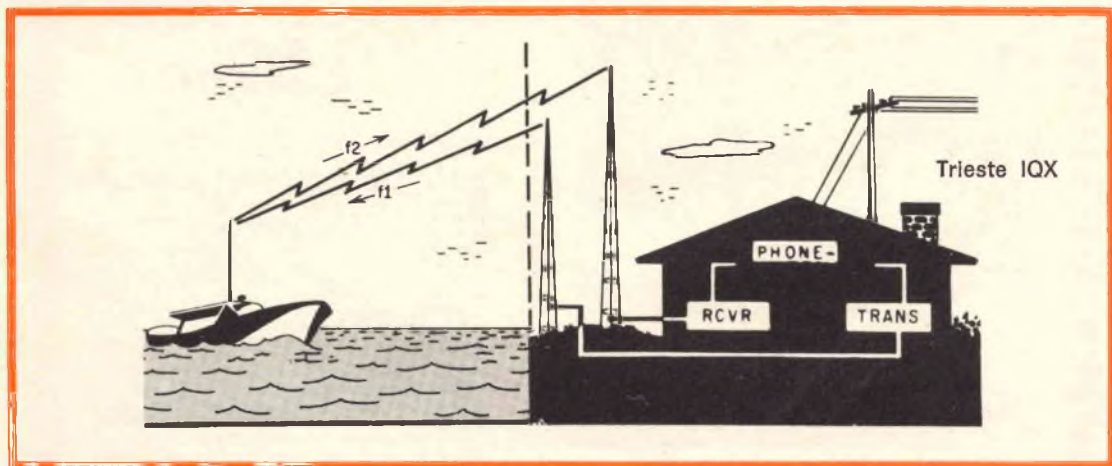
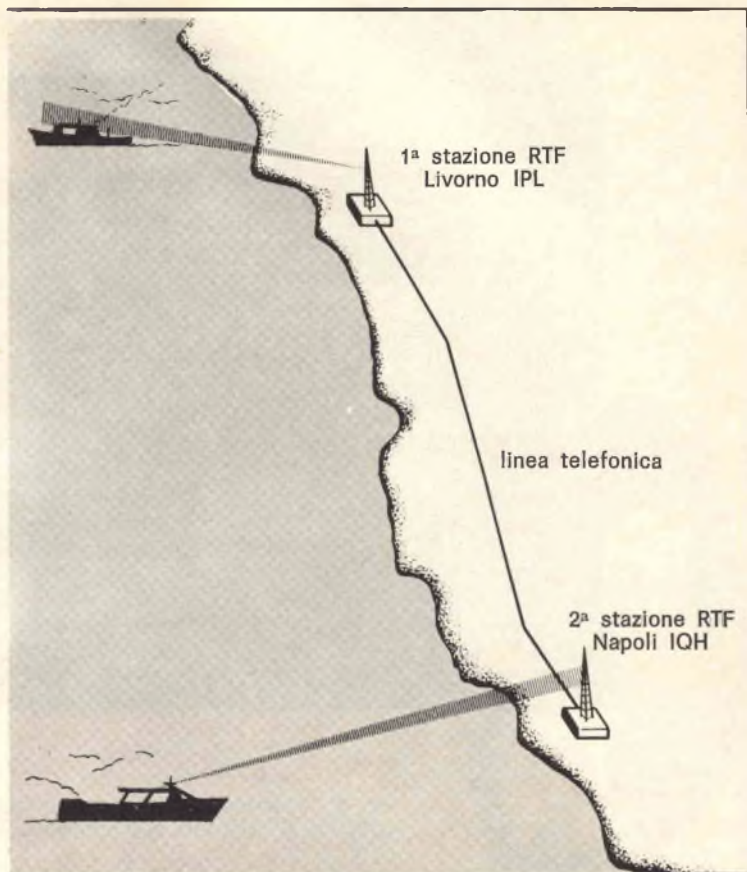


Fig. 2 - Scambio di comunicazioni fra stazione costiera e imbarcazione da diporto su due frequenze diverse (ad esempio 2722 kHz e 2470 kHz).

Fig. 3 - Collegamento fra navi da diporto mediante due stazioni costiere collegate fra loro con linea telefonica.



quenza impiegata per le operazioni di soccorso un messaggio indirizzato a tutti (CQ) per avvertire che il servizio normale può essere ripreso, con un messaggio così compilato:

segnale MAYDAY, seguito dal gruppo CQ (chiamata generale) e dal nominativo della stazione che trasmette dall'ora, dal nominativo della stazione in pericolo e dalle parole SILENCE FINI pronunciate in francese.

SEGNALE D'URGENZA

Il segnale e la chiamata d'urgenza indicano che la stazione che chiama deve lanciare un messaggio urgentissimo concernente la sicurezza di una nave, di una aeronave o di altro mezzo mobile o di una persona (ad esempio: avvistamento di nave in pericolo, persona a bordo gravemente ammalata o ferita per la quale

necessita un intervento medico urgentissimo, ecc.).

Il segnale e la chiamata d'urgenza vengono anch'essi lanciati sulla frequenza internazionale di 2182 kHz, e sono preceduti dal segnale d'urgenza PAN. Essi sono così composti:

- a) la parola PAN ripetuta tre volte;
- b) il nominativo della stazione o delle stazioni a cui è indirizzato il messaggio (CG se è indirizzato a tutte le stazioni);
- c) la parola QUI oppure DA o DE seguito dal nominativo della stazione che chiama e dal messaggio.

Il segnale d'urgenza ha la precedenza su tutte le altre comunicazioni ad esclusione di quella di soccorso.

Ricevendo il segnale PAN si deve aver cura di non disturbare la trasmissione del messaggio che segue tale segnale.

Chiunque riceva il segnale PAN, se è diretto a tutte le stazioni, deve ascoltarlo

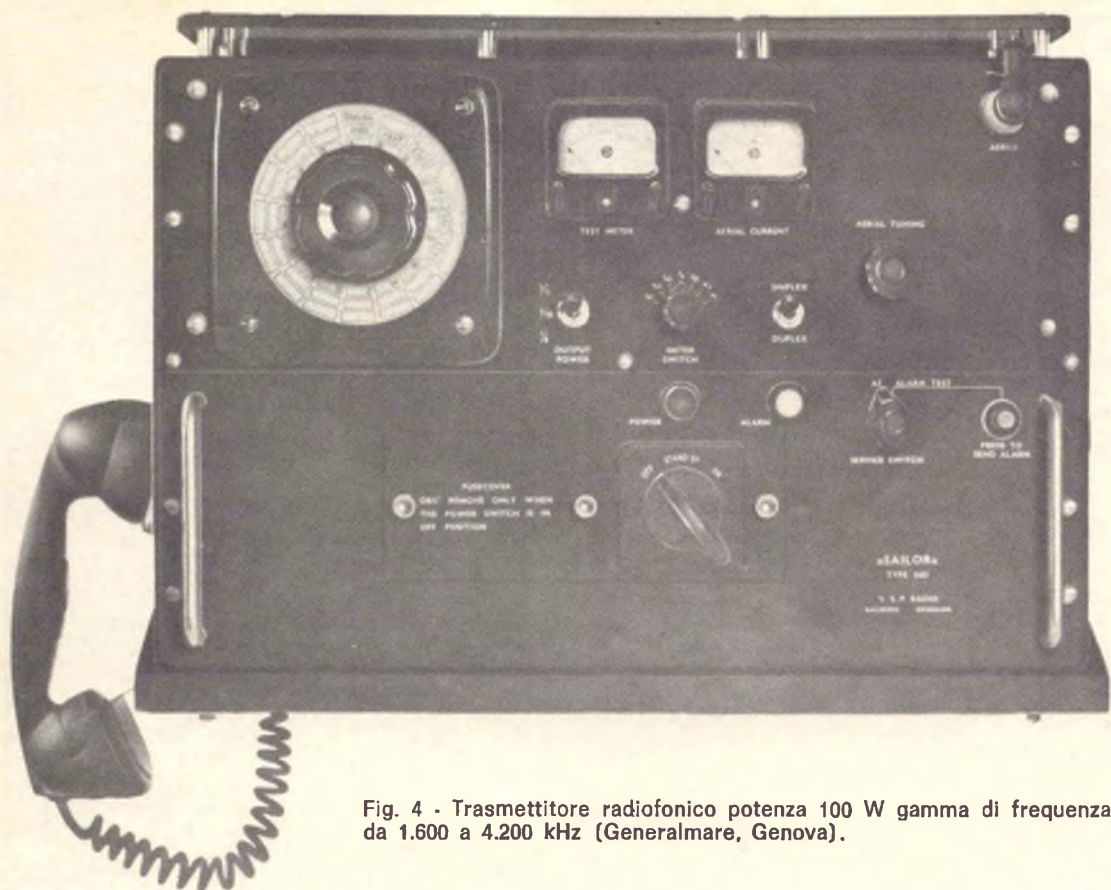


Fig. 4 - Trasmettitore radiofonico potenza 100 W gamma di frequenza da 1.600 a 4.200 kHz (Generalmare, Genova).

ed eventualmente dare il ricevuto e comportarsi a seconda delle esigenze.

SEGNALE DI SICUREZZA

I segnali di sicurezza riguardano i messaggi relativi la sicurezza della navigazione aerea o marittima o si riferiscono ad importanti avvisi meteorologici.

Il segnale di sicurezza consiste nella trasmissione della parola *SECURITE'* ripetuto tre volte, seguito dal nominativo della stazione o delle stazioni chiamate (o dal gruppo CQ), dal gruppo QUI oppure DA o DE, dal proprio nominativo e dalla frequenza di cui si intende trasmettere l'avviso di sicurezza.

Questi messaggi se non sono trasmessi ad ora fissa, in caso di urgenza, sono trasmessi alla fine dei due periodi di silenzio. Tutte le stazioni che ascoltano il segnale di *SECURITE'* devono ricevere il

messaggio stesso al fine di stabilire se lo stesso può interessarli.

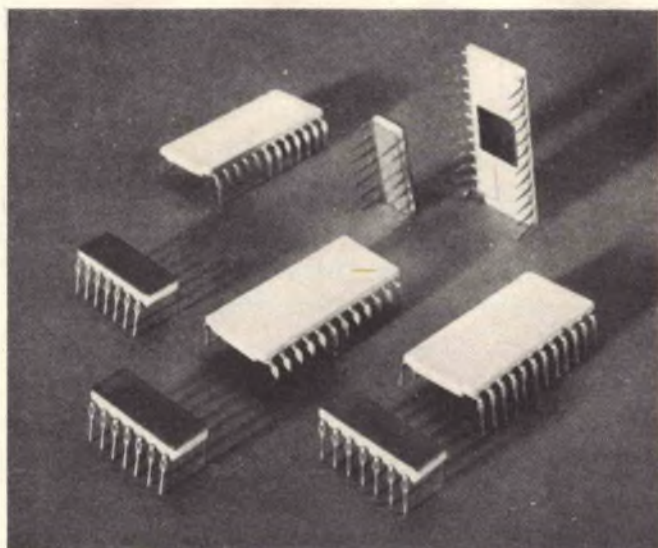
SERVIZIO RADIOTELEFONICO A DISTANZA RAVVICINATA

Ad eccezione della stazione di Roma IAR tutte le stazioni costiere sottoindicate eseguono ascolto continuo sulla frequenza di 2182 kHz (in telefonia) sia per la sicurezza della vita umana, sia per la richiesta di conversazioni telefoniche con il naviglio da diporto a distanza ravvicinata. Per effettuare tale collegamento che può avvenire anche con altre imbarcazioni che si trovino a notevole distanza, come indica la figura 3, si consigliano le sottoelencate stazioni in funzione della posizione.

Tramite queste stazioni è possibile effettuare conversazioni dirette, da e per le navi con gli utenti del servizio telefonico urbano ed interurbano.

PHILIPS

SEZ. ELCOMA



MOS
SERIE FD

la più "dinamica"
delle nostre famiglie di
circuiti integrati

SHIFT REGISTERS	: dinamici a 1 e 2 fasi fino a 256 bit
SHIFT REGISTERS	: a lunghezza variabile con comando logico
R.A.M.	: con 64 parole di 2 bit
R.O.M.	: con 256 parole di 9 bit con 512 parole di 5 bit
GENERATORI DI CARATTERI:	per displays

Se i seguenti vantaggi: - contenitore ermetico - bassissima dissipazione - diretta collegabilità con DTL, TTL, MOS - non Vi sembrano sufficienti chiedeteci le quotazioni e non avrete più dubbi per il Vostro prossimo progetto.

Posizione del mezzo mobile	Stazioni
Alto Tirreno	Genova-Livorno
Medio Tirreno	Cagliari-Civitavecchia-Napoli
Basso Tirreno e Mediterraneo centrale	Crotone-Bari
Mediterraneo orientale	Crotone-Bari-Ancona
Medio Adriatico	Ancona
Alto Adriatico	Venezia-Trieste-Ancona

Elettrodomestici: un mercato che segna il passo

Il novanta per cento delle vendite di frigoriferi in Italia è dovuto quest'anno a tre sole grandi industrie. Sul mercato del settore si contano anche 5 medi produttori. Nel 1965 si rilevavano 5 grandi aziende e 11 medie. E' questo l'indice più evidente del fenomeno di concentrazione avvenuto in questi ultimi anni nel settore degli elettrodomestici. Nel comparto cucine si è passati da 7 grandi industrie del 1965 a 3 del 1970, con una quota vendita del 67 per cento.

Così per le lavatrici, dove le vendite delle 3 grandi imprese coprono oggi il 73% del totale. Diversa la situazione nel settore dei televisori, data la presenza massiccia di case straniere. Le grandi aziende sono rimaste 9 (le stesse del 1965) con una quota di vendita del 56% del totale.

Questi ed altri significativi dati di un settore, che viene immediatamente dopo quello automobilistico come fenomeno di massa, sono stati illustrati dal dott. D'Alessandro, direttore delle vendite Italia delle Industrie Zanussi nel corso del convegno tenutosi al Lido di Venezia.

Il mercato italiano degli elettrodomestici mostra alte punte di saturazione e gli incrementi naturali sono irrilevanti a fronte di un mercato di sostituzione che, seppur in deciso e netto aumento, non è ancora determinante per l'auspicata espansione delle vendite. Le agitazioni sindacali, che hanno turbato quest'ultimo periodo, toccando molte categorie di lavoratori, hanno provocato una riduzione delle possibilità di acquisto che sono state utilizzate per altri consumi.

Il convegno veneziano ha esaminato il settore da tutti gli aspetti: di prodotto, di marketing, di promozione vendita, di pubblicità di servizi commerciali e di rapporti amministrativi. Ecco qualche nota di interesse generale.

Nel settore cucine la metanizzazione in corso in numerosi centri del nord fa prevedere un aumento delle richieste di particolari tipi. Nel centro e sud Italia vanno di moda le cucine colorate. Nel settore lavatrici la richiesta è in costante, anche se lento, aumento. Un terzo delle lavatrici vengono vendute per sostituzione.

Forti incrementi di vendita si notano nel settore delle lavastoviglie; al principio del 1970 il 6% delle famiglie italiane aveva una lavastoviglie. Gli acquirenti appartengono alle più svariate classi sociali.

La stasi delle vendite persiste nel settore dei televisori.

Il più dinamico dei settori potrebbe essere quello dei condizionatori d'aria, se questi apparecchi non venissero ancora considerati un prodotto di lusso. Comunque, è l'elettrodomestico che godrà di un sicuro boom nei prossimi anni.

Il convegno di Venezia si è concluso con l'intervento di Lamberto Mazza, presidente e consigliere delegato della Zanussi.



**RADIO
DIFFUSIONE**

LE EMISSIONI STANDARD DELLE STAZIONI MSF E GLI OROLOGI ATOMICI

a cura di P. Soati

Il servizio delle emissioni standard da parte delle stazioni inglesi MSF, è gestito dal « **Post Office Radio Station of Rugby** » per conto del **National Physical Laboratory** e si vale di alcuni trasmettitori che irradiano sulle frequenze di 2,5, 5 e 10 MHz, per quanto concerne la gamma delle onde corte, e sulla frequenza di 60 MHz per la gamma delle onde lunghe.

Le emissioni vengono effettuate con continuità sulle 24 ore e sono regolarmente ricevibili in Italia.

Le frequenze di emissione dei vari trasmettitori sono controllate mediante un campione di frequenza al rubidio il quale ha una stabilità, giorno per giorno, di 1 parte su 10^{11} .

Qualora sia necessario effettuare delle misure di frequenza comparative per usi di laboratori scientifici, la maggiore precisione dei controlli si ottiene utilizzando l'emissione a 60 kHz la quale, nelle

località relativamente vicine all'Inghilterra, viene ricevuta essenzialmente per propagazione dell'onda di superficie.

Infatti le emissioni ad onde corte, come è noto, al di là di un raggio di poche decine di chilometri sono ricevute per riflessione dagli strati ionosferici la cui consistenza varia con continuità e ciò dà luogo, in ricezione, a delle fluttuazioni dei segnali; pertanto la precisione delle misure effettuabili sulle emissioni MSF nella gamma delle onde corte si riduce a ± 2 parti su 10^7 . Comunque questo grado di precisione in genere è più che sufficiente per le misure di laboratorio nel campo delle comunicazioni radioelettriche.

Fino a poco tempo fa tanto l'onda portante quanto il segnale di tempo delle emissioni MSF erano entrambi controllati mediante un campione di frequenza in offset con la frequenza nominale della scala atomica e pertanto era indispensa-

bile tenere conto della differenza fra il tempo delle effemeridi e la scala del tempo Universale (UT2).

La differenza di tale offset è prevedibile in anticipo ed infatti ogni anno il Bureau International de l'Heure provvede a comunicare, con qualche mese di anticipo, il relativo valore che è sempre un multiplo, positivo o negativo, di 50 parti su 10^{10} .

A titolo di esempio nella tabella I riportiamo i valori degli offset, in parti su 10^{10} , che si sono verificati fra gli anni 1964 e 1967.

Quando il valore dell'offset risulta negativo ciò significa che la Terra è in ritardo nei confronti della scala di tempo uniforme.

Un offset di -300 parti su 10^{10} corrisponde, grosso modo, alla differenza di 1 secondo in un anno.

TABELLA I

Anno	Offset parti su 10^{10}
1964	- 150
1965	- 150
1966	- 300
1967	- 300

In relazione alle notevoli difficoltà che procuravano questi continui cambiamenti

agli utenti delle emissioni standard, il National Physical Laboratory ha deciso di eliminare questo inconveniente azzerando le portanti di tutte le stazioni in modo che l'offset risulti perfettamente sullo zero. Pertanto gli offset sono stati mantenuti soltanto per i segnali di tempo.

Tale soluzione è stata resa possibile utilizzando un campione al rubidio che è controllato da un convertitore di tempo il quale consente di effettuare l'azzeramento dell'offset in una gamma di ± 500 parti su 10^{10} .

Adottando questo sistema la frequenza portante di tutte le emissioni MSF, tanto sulla gamma delle onde corte quanto su quella delle onde lunghe, viene a trovarsi in perfetto accordo con il sistema UTC che è adottato dalla maggior parte delle emittenti di frequenze campioni nel mondo.

Come indica la tabella II le emissioni relative al segnale di tempo sono soppresse alternativamente per dei periodi di 5 minuti, allo scopo di permettere l'avvicendamento con i segnali emessi dalle altre stazioni che emettono segnali campioni in Europa, usufruendo delle stesse gamme d'onda.

Pertanto i segnali delle stazioni MSF sono irradiati durante i minuti 0-5, 10-15, 20-25, 30-35, 40-45, 50-55, di ogni ora.

Il nominativo di identificazione MSF viene trasmesso, molto lentamente, in codice Morse, e ripetuto tre volte di seguito, durante il mezzo periodo che pre-

TABELLA II

Stazione MSF	60 kHz	2,5 MHz	5 MHz	10 MHz
Lunghezza d'onda in metri	5.000	120	60	30
Potenza dell'onda portante in kW	50	0,5	0,5	0,5
Durata del periodo di emissione	continuo	continuo (1)	continuo (1)	continuo (1)
Durata del segnale di tempo (in minuti)	continuo	5 su 10	5 su 10	5 su 10
Precisione della frequenza emessa (parti su 10^{10}) relativa alla scala atomica	± 1	± 1	± 1	± 1
Precisione del segnale di tempo in ms, relativa al tempo universale	± 1	± 1	± 1	± 1

cede ciascuno dei cinque minuti di emissione.

Il segnale di tempo è costituito da impulsi dei « secondi » ognuno dei quali comprende cinque cicli modulati a 1.000 Hz aventi la lunghezza di 5 ms. Il segnale che indica il minuto è invece allungato a 100 ms.

La figura 1 si riferisce alla forma di un impulso di tempo delle emissioni MSF registrata presso un centro ricevente sulla frequenza di 5 MHz.

A questo proposito è opportuno ricordare che i segnali di tempo sono derivati da un campione atomico tramite un generatore di offset e perciò l'intervallo fra impulsi successivi è leggermente più lungo di un secondo, qualora l'offset sia positivo. Pertanto nel caso che l'offset sia di 300 parti su 10^{10} , l'intervallo fra due impulsi corrispondenti, relativi a due giorni successivi, supererà di 2.592 ms gli 86.400 s.

La stazione MSF, a 60 MHz opera con due segnali di tempo distinti: modulati ed interrotti.

I segnali modulati sono del tutto simili a quelli irradiati sulla gamma delle onde corte e vengono trasmessi fra le ore 14,30 e 15,30 GMT (tempo medio di Greenwich) di ciascun giorno.

Per le restanti 23 ore di ogni giorno gli impulsi dei secondi sono trasmessi interrompendo la portante, cioè attenendosi al sistema radiotelegrafico. La durata di ciascun impulso, in questo caso, è di 100 ms, mentre quella relativa al minuto viene allungata a 500 ms.

Il segnale di tempo è sospeso durante ciascun mezzo minuto che precede l'ora intera e la mezz'ora, cioè in quel periodo durante il quale viene trasmesso il segnale di identificazione in alfabeto Morse.

La figura 2 si riferisce al segnale di tempo ottenuto mediante interruzione dell'onda portante.

Il decremento del segnale è chiaramente visibile nella traccia inferiore della figura 3, la cui scala è stata estesa a 1 ms/cm. Si può osservare che l'ampiezza cade dal 90% al 10% del valore iniziale in un tempo di circa 0,5 ms.

La traccia superiore, che si osserva sempre in figura 3, mostra il segnale transitorio relativo al tempo, che si ottiene all'uscita di un ricevitore, e che per-

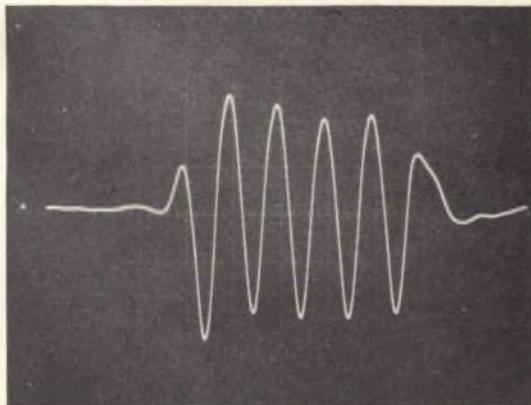


Fig. 1 - Forma di un impulso di tempo a 5 cicli modulati a 1.000 Hz, relativo alla frequenza della stazione MSF su 5 MHz.

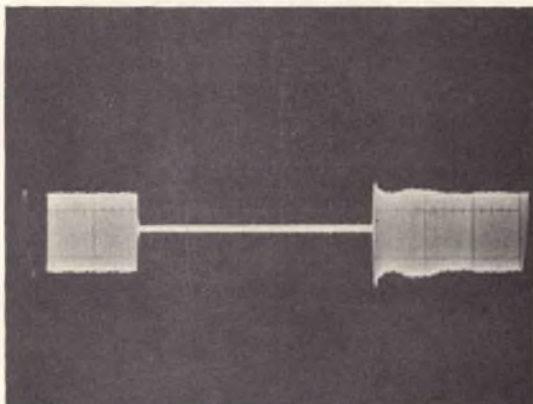


Fig. 2 - Segnale di tempo della stazione MSF - 60 kHz mediante interruzione dell'onda portante.

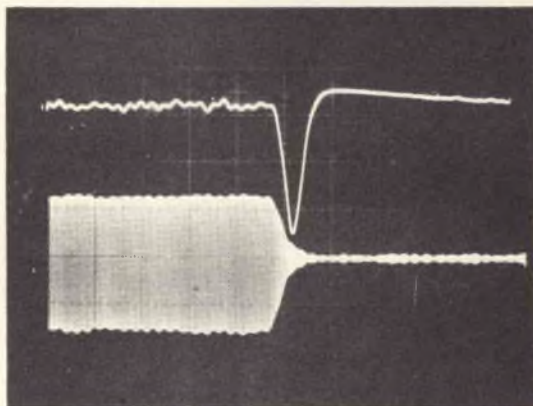


Fig. 3 - Traccia inferiore: messa in evidenza del decremento del segnale di tempo. Traccia superiore: segnale transitorio relativo al tempo, che si ottiene ad un ricevitore.

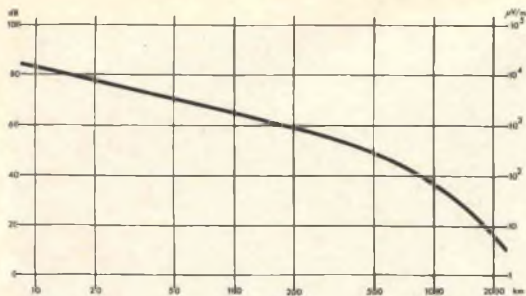


Fig. 4 - Intensità del campo e.m. della stazione MSF - 60 kHz, calcolata per una potenza di antenna di 10 kW ($0 \text{ dB} = 1 \mu\text{V/m}$).

tanto può essere usato come un conveniente punto di riferimento per delle misure di tempo.

L'incremento di potenza della stazione MSF che irradia sulla frequenza di 60 kHz, la cui potenza nel 1968 è stata portata da 10 kW a 50 kW, ha consentito di ottenere un notevole aumento del campo elettromagnetico, che è messo in evidenza dal grafico di figura 4, e di conseguenza questa stazione può essere utilizzata per misure scientifiche o di laboratorio in tutta l'Europa ed in modo particolare in Italia dove la sua ricezione è molto buona.

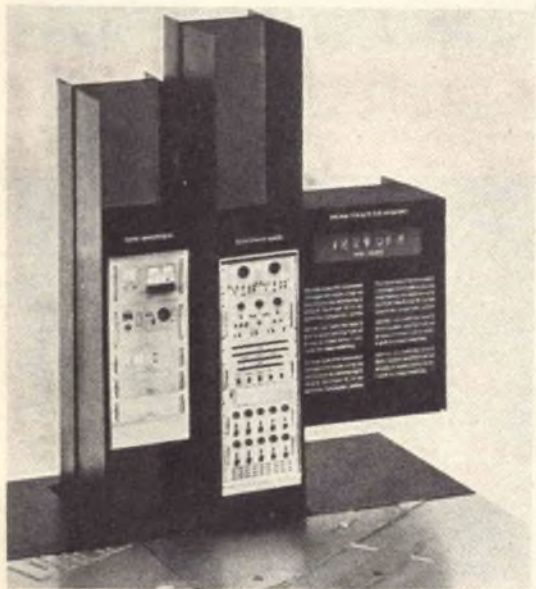


Fig. 5 - Esempio di un centro orario. Da sinistra a destra: orologio secondario, orologio atomico e orologio digitale.

L'indirizzo del National Physical Laboratory, dal quale, come abbiamo detto, dipendono le emissioni MSF, è il seguente: **Division of Electrical Science, Teddington, Middlesex, Great Britain.** Tel. 01-977 3222, Telex 262344, telegrammi: Physics, Teddington.

Al suddetto laboratorio possono essere richieste tutte le informazioni che sono necessarie per il buon impiego delle emissioni standard MSF.



Fig. 6 - L'orologio atomico è usato per rilevare con estrema precisione le informazioni fornite dai satelliti artificiali.

Le trasmissioni effettuate dalla stazione del **Royal Greenwich Observatory**, tramite la stazione GBR, sulla frequenza di 16 kHz pur non facendo parte integrale dei servizi di emissione MSF sono controllate dallo stesso campione di frequenza utilizzato per la messa a punto di tali emissioni. Però, allo scopo di adeguarsi alle norme che sono seguite dalle altre stazioni che trasmettono sulla gamma delle frequenze molto basse (VLF) la stazione di GBR continua ad essere in offset e l'opportuno scarto di frequenza

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C



Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

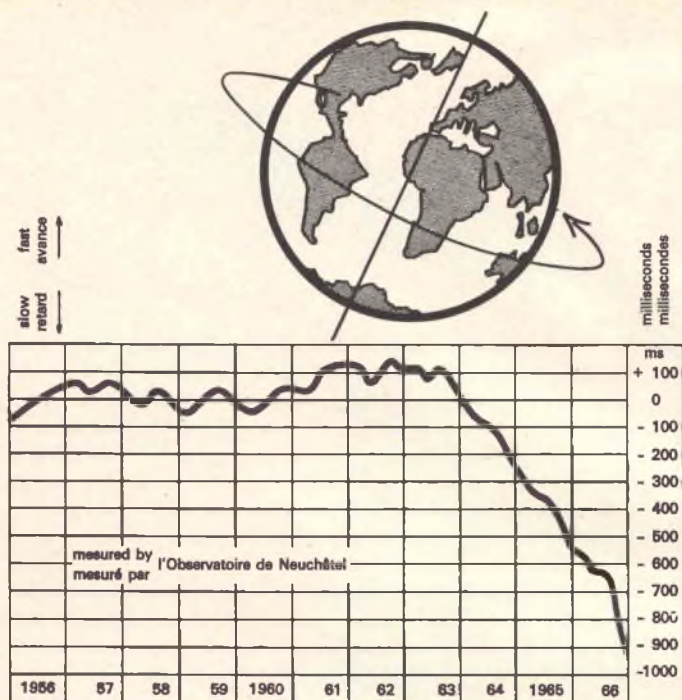


Fig. 7 - Misure della variazione della rotazione terrestre, con diagrammi dell'osservatorio di Neuchâtel relativi agli anni 1956-1966.

si ottiene utilizzando il generatore di offset delle stazioni MSF.

La stazione GBR opera per tutte le 24 ore con una interruzione domenicale, per le normali operazioni di manutenzione, fra le ore 10,00 e le ore 14,00 GMT. La stazione GBZ sulle frequenze di 19,6 funge come stazione di riserva della GBR.

OROLOGI ATOMICI

Senza dilungarci eccessivamente in questo campo, che prenderemo se mai in

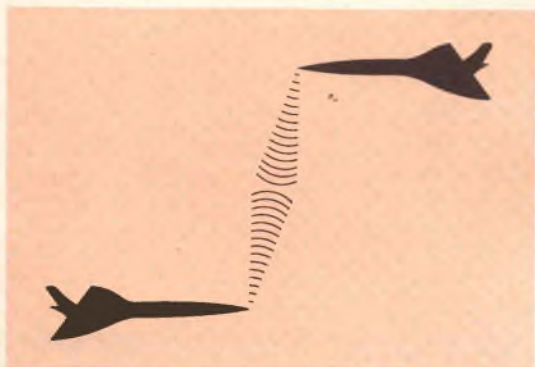


Fig. 8 - Sistema per controllare la distanza di due aerei mediante l'impiego di onde e.m. e di orologi ad alta precisione.

considerazione in un'altra rubrica, precisiamo che in linea di massima un orologio atomico si compone di un generatore ad alta frequenza stabilizzato a quarzo, di alcuni moltiplicatori di frequenza, di una guida d'onda (che può essere ad esempio formata da un tubo di rame riempito di gas ammoniacco), di un discriminatore, che fornisce un segnale di errore, di un divisore di frequenza e di un orologio elettrico azionato da un motore sincro.

Gli orologi atomici hanno consentito di ottenere dei risultati straordinari nelle applicazioni e nelle ricerche di fisica e di elettronica, dove in certi casi è necessario avere delle variazioni che non superino 1 parte di 10^{-11} .

La figura 5 si riferisce ad esempio ad un centro orario atomico che comprende un orologio secondario, un orologio atomico, una centrale oraria ed un orologio digitale.

Le figure 6 e 7 mostrano qualche esempio di applicazione pratica dell'utilizzazione degli orologi atomici.

La figura 6 si riferisce all'impiego di un orologio atomico per le osservazioni dei satelliti della terra le quali, per essere valide, devono essere della massima pre-

cisione e pertanto debbono disporre di una fonte di informazione, relativa al tempo, estremamente precisa.

La figura 7 illustra un'applicazione per la misura delle variazioni della rotazione della terra. A partire dal secolo scorso gli astronomi avevano infatti constatato che la Terra era soggetta a delle variazioni molto lente della sua rotazione. Gli orologi a quarzo, e più tardi quelli atomici, hanno consentito di mettere in evidenza l'entità di queste variazioni. Il diagramma rilevato dall'Osservatorio di Neuchatel indica che dal 1956 al 1963 il campione terra è stato soggetto a diverse variazioni, ed in particolare una variazione annuale, ma che sono quasi compensate del tutto, per quanto concerne l'ora (a $\pm 0,1$ s).

A partire invece dal 1963 fino al 1966 si rileva invece che il campione terra ha acquisito un ritardo piuttosto rilevante (circa 1 s).

La figura 8 si riferisce invece ad un sistema che serve per controllare, mediante degli orologi di precisione, la distanza fra due aerei. Esso consiste nel collocare a bordo di ciascun aereo un orologio di precisione molto elevata, che sia in grado di trasmettere dei segnali orari ed un ricevitore.

Questo sistema si basa sul tempo di propagazione delle onde elettromagnetiche e sull'esattezza del sincronismo degli orologi di bordo ad alta precisione. Ad esempio una distanza di 3 km fra due aerei, essendo come è noto la velocità di propagazione di $3 \cdot 10^{10}$ cm/s, si manifesta con uno scarto del tempo di 10 μ s.

Un adatto dispositivo elettronico consente al pilota di poter localizzare l'aereo che si sta avvicinando al suo.

In figura 9 è mostrato invece un orologio atomico al cesio utilizzato quale

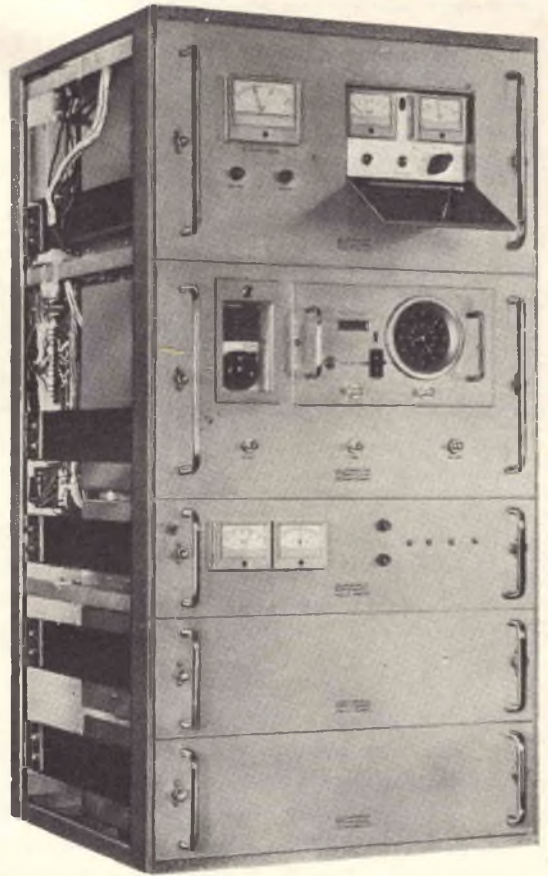


Fig. 9 - Orologio atomico al cesio della EBAUCHESSA con precisione assoluta $\pm 1 \cdot 10^{-11}$ usato come campione di frequenza e di tempo.

campione primario del tempo e della frequenza. La sua precisione assoluta è di $\pm 1 \cdot 10^{-11}$ e trova applicazioni nel campo delle misure di frequenza radioelettriche, nelle telecomunicazioni, in astronomia, geodisia, fisica, geofisica, ricerca spaziale, navigazione, ecc.

Al Festival internazionale del libro, svoltosi a Nizza, un elaboratore da tavolo, posto all'ingresso dell'esposizione, ha egregiamente assolto al compito di guidare i visitatori.

All'elaboratore, nel quale era stata inserita la pianta del palazzo, i visitatori chiedevano la dislocazione degli stand che trattavano i settori desiderati (libri d'arte, di cucina, gialli, ecc.): immediatamente questo indicava il punto dove erano esposti i libri in questione. Il sistema si è rivelato di notevole utilità per i visitatori che hanno potuto compiere un giro razionale e senza perdite di tempo.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



COMUNICAZIONI SUL MARE

Incominciamo subito col dire che il mare ce lo stiamo scordando. Non il mare spiaggia, ch  quello, anzi,   sempre affollatissimo e meta desiderata dalla massima parte di chi si prepara alle vacanze.   il mare dei navigatori che andiamo scordando, per colpa dei trasporti aerei. Ho scritto « colpa » a ragion veduta o, meglio, per deliberato proposito. Sono inguaribilmente ancorato agli ultimi lembi di poesia che il mondo ci offre, e che noi distruggiamo sistematicamente. Oggi, con gli aerei, in tre giorni si pu  andare agli antipodi, trattare i propri affari e tornare a casa. Una volta sarebbero occorsi tre mesi; fra un secolo, e forse prima, basteranno tre ore. Ma in quei tre mesi, qualunque viaggiatore, ancorch  rimuginante gli scopi pratici del viaggio, non avrebbe potuto essere abbastanza arido e distratto da non accorgersi che il mondo   da osservare e ascoltare, perch  il mondo parla un linguaggio che va direttamente all'anima.

Nei vecchi testi si legge che il commercio favorisce non solo lo scambio dei prodotti, ma anche la conoscenza fra i popoli e lo scambio delle culture. Ma se tutto   vertiginoso, che pu  avvenire?

Forse le mie divagazioni sulle ali della nostalgia non sono giustificate. Se non visitiamo pi  le terre lontane salpando i mari coi vecchi navigli, qualche altro messaggio agli occhi e al cuore giunger  da altre fonti, quale alimento allo spirito.

Per  per ... — dice una canzone — la marina mercantile non   ancora morta. Al contrario, pare si stia rinvigorendo, o almeno difendendo. Vedi, per citare un solo esempio, le cisterne « mammut » sorte con la chiusura del Canale di Suez. E tutte le attrezzature portuali e di bordo, sulla base della meccanizzazione e dell'automazione, che riducono sensibilmente i tempi delle operazioni di carico e scarico alle banchine. Tutto ci  ha portato anche un enorme sviluppo, in marina, delle telecomunicazioni, e qui entra in ballo la nostra elettronica, ovvero quel ramo della scienza e della tecnica che, si pu  affermare, ha nelle proprie mani tutto l'universo.

La telegrafia senza fili segn  l'inizio di una nuova era, e non   azzardato supporre che l'emozione suscitata dai primi messaggi fra uomini sulla terra e uomini naviganti fu almeno pari, se non maggiore, all'emozione che ci offr  il primo sbarco sulla luna.

È nel processo naturale delle cose il perfezionamento di ogni invenzione della mente, cosicché, a circa settant'anni dalle prime trasmissioni Marconi, si è giunti al principio TOR Simplex, che consente alla stazione ricevente di verificare ogni carattere telegrafico in arrivo dalla trasmittente. Se c'è un errore, chiede automaticamente la ripetizione del messaggio.

La notizia viene dall'Olanda essendo olandese l'inventore Dottor van Duuren. La novità consiste in un metodo col quale si interrompe ad intervalli regolari il funzionamento del trasmettitore, in modo che la stazione ricevente, se trova caratteri mutilati, possa chiedere che siano ripetuti. Nel sistema Tor Simplex ogni messaggio è trasmesso in gruppi discreti di tre caratteri. Se tutto va liscio, il trasmettitore procede con il successivo gruppo di tre caratteri.

Per chiedere la ripetizione, la stazione ricevente deve naturalmente usare il proprio trasmettitore. Ma quando ciò non è possibile, sia per messaggi a senso unico, per esempio i metereologici, o perché la nave è in porto e non può usare il trasmettitore, si cambia sistema. I caratteri sono allora trasmessi due volte in un certo ordine e con un intervallo tale che la mutilazione di entrambe le trasmissioni risulti veramente improbabile. Il carattere viene perciò stampato nel solo caso che tanto la prima quanto la seconda ricezione risultino perfette.

La comunicazione nave-terra attraverso le stazioni costiere consente poi l'accesso alla rete internazionale telex. Un vantaggio molto importante è rappresentato dalla possibilità di chiamata selettiva: la stazione costiera può infatti memorizzare il numero di contrassegno della nave e stabilire automaticamente la connessione telegrafica.

Il sistema TOR Simplex ha raggiunto un'alta perfezione tecnica mediante l'impiego di circuiti integrati che riducono a metà il peso dell'apparecchiatura, le sue dimensioni e il consumo di energia.

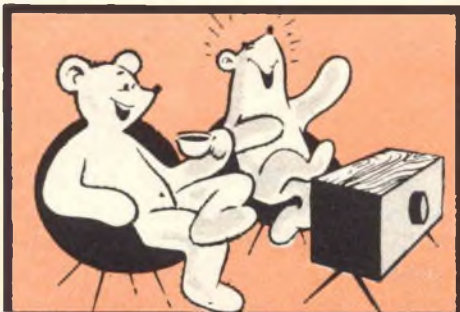
CAPELLONI

Prima o poi, bisognava parlare anche di loro. Sono anni, ormai, che riempiono le cronache per le bizzarre foggie delle loro capigliature. Come qualsiasi fenomeno in espansione raggiunge spazi imprevedibili, così l'argomento dei capelloni, dopo avere dilagato e imperversato su tutti i mezzi d'informazione, trova anche qui una breve ospitalità.

Siamo tutti convinti che il termine di capellone sia sorto in questo ultimo decennio, dopo l'apparizione dei Beatles. Nulla di più errato. La parola capellone oltrepassa i duecento anni di età, ed è nata esattamente a Modena.

Rovistando in biblioteca, il che costituisce il mio hobby, ho scoperto che nel secolo XVIII era Duca di Modena un Francesco III d'Este, vissuto fra il 1698 e il 1780, il quale aveva una zazzera da fare invidia al più crinito dei moderni spregiatori delle forbici. Talché i bravi modenesi, con la punta di humor che non manca mai agli emiliani in genere, chiamavano capellone non solamente il loro Duca, ma anche la moneta che recava la di lui immagine.

Zio Ruben



VIDEO RISATE



RAI-TV? Voglio protestare per la
troppo accesa passionalità del tele-
romanzo...



... Ed eccovi ora, cari ascoltato-
ri, un'eccezionale suonata a otto
mani...



... Improvvisamente, nell'oscurità
della notte, echeggiò un urlo ag-
ghiacciante...



Ho soltanto un dubbio, cara: non
lo staremo viziando un po' troppo?...

HiFi/Stereo Review
MARCH 1966 - 60 CENTS

Electronics

Electronic

LE HAUTE PARLER

radio menlor
electronikFUNK
TECHNIKelectronique
IndustrielleWireless World
ELECTRONICS & TELEVISION & RADIO & AUDIO

Electronics World

Radio-Electronics
50¢ APRIL 1966

Elektronik

Toute
l'Electronique
N° 55 - JANVIER 1966 - 1,30 F

AUDIO

INDUSTRIAL ELECTRONICS

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

GLI « ELECTRÈTS » DIELETRICI A CARICA PERMANENTE

(Da « Electronique
Professionnelle » - 8 gen. 1970)

Esistono dei fenomeni, che — sebbene siano stati scoperti nel corso dei secoli passati — non sono comparsi nella storia della scienza se non a titolo di curiosità. Più tardi, tuttavia, è bastato il fatto che alcuni fisici li abbiano riprodotti facendo variare sistematicamente le condizioni di funzionamento, perché tali fenomeni rivelassero degli effetti nuovi ed interessanti.

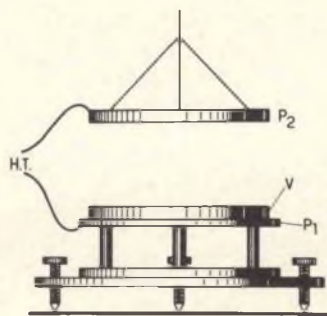
Ciò è proprio quanto si è verificato nei confronti di alcuni tipi di dielettrici, che — dopo essere stati sottoposti all'influenza di un campo elettrostatico — conservano la loro carica per alcuni anni. Nuovi dielettrici, comparsi nella seconda metà di questo secolo, hanno perciò provocato il sorgere di ricerche che hanno dato esiti positivi. È infatti stato possibile attribuire a questi materiali una carica

che non ha denotato variazioni per oltre un secolo.

L'argomento dell'articolo che recensiamo consiste proprio nel mettere in evidenza il cammino percorso a partire dalle prime osservazioni in questo campo, fino all'elaborazione di dielettrici a carica permanente, denominati ap-

do di acquistare una carica elettrica permanente. Ora, dal momento che in diverse lingue un oggetto costituito da un determinato materiale ed in grado di assumere e di mantenere una certa quantità di energia magnetica viene chiamato magnete (« magnet »), è risultato istintivo definire col nome di « électret » i dielettrici che presentano questa prerogativa.

Per realizzare un dispositivo appartenente a questa categoria, lo scienziato giapponese Oguchi versò una miscela di cera e di resina fusa in un recipiente metallico, indicato dalla lettera V nella figura che riproduciamo, il quale era appoggiato su di un piatto, P₁, a sua volta montato su colonnette isolanti. Un secondo piatto metallico, P₂, sospeso su di esso, veniva abbassato fino al punto in cui la sua superficie inferiore entrava in contatto diretto con la miscela. Successivamente, veniva applicata una tensione di valore elevato tra P₁ e P₂, finché il materiale versato



punto « électrets », nonché la loro prima applicazione pratica.

Nel 1920, in occasione di un congresso della società di fisica e di matematica giapponese, venne posto l'argomento dei dielettrici in gra-

aveva raggiunto lo stato solido.

Il disco estratto dal recipiente V si dimostrò in grado di conservare per diversi anni la carica che si era in esso accumulata.

Circa tre decenni più tardi, dopo l'ultimo conflitto mondiale, i dielettrici solidi subirono progressi considerevoli. Alcuni fisici ripresero le esperienze di Oguchi in diversi Paesi, quali ad esempio gli Stati Uniti, il Canada, e la Russia, senza però che i relativi risultati fossero rivelati se non in questi ultimi anni.

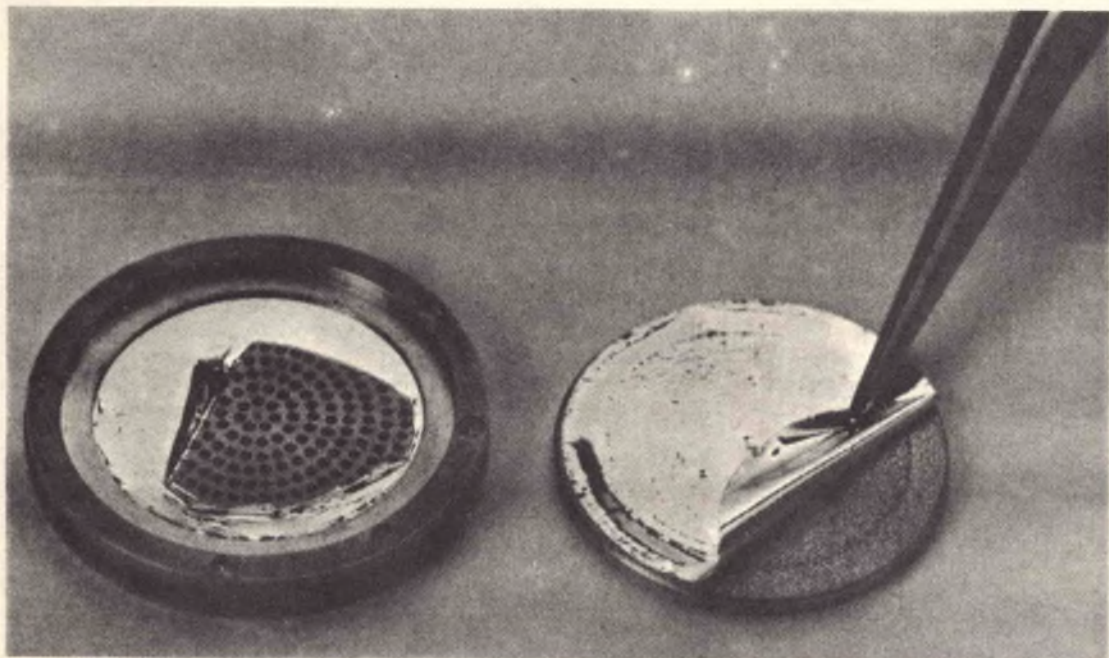
Innanzitutto, vennero sperimentati diversi dielettrici moderni, il che permise di classificare i fenomeni osservati, suddividendoli in tre categorie: polarizzazione normale, polarizzazione per assorbimento volumetrico, e carica superficiale effettiva. Nel primo caso, la polarizzazione si verifica durante l'applicazione

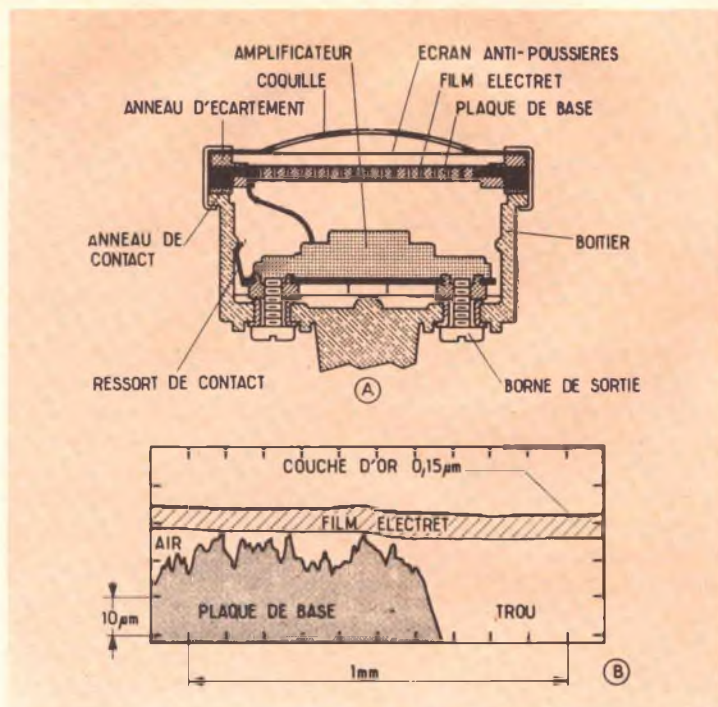
del campo elettrico, ma non persiste non appena quest'ultimo viene meno. Nel secondo caso, nel quale sussiste una certa analogia con la magnetizzazione permanente di un materiale, la polarizzazione risulta essere funzione della intensità e della durata di applicazione del campo elettrostatico, nonché della temperatura e della natura intrinseca del dielettrico. La carica persiste quando il campo che la provoca viene interrotto. Nell'ultimo caso — infine — la carica superficiale dipende dalla sola natura del dielettrico, nonché dal numero dei portatori di carica che la provocano.

La nota prosegue con altri argomenti introduttivi, illustrando le varie fasi di sviluppo alle quali queste innovazioni hanno dato luogo, per raggiungere i risultati attuali.

Per quanto riguarda la fabbricazione degli « électret », viene descritta in primo luo-

go la preparazione della pellicola: il materiale adottato è il cosiddetto policarbonato K-1. Dal momento che questo materiale non viene fornito se non sotto forma di granuli, esso viene diluito, in proporzione del 15%, in toluene ad alto grado di purezza. Dopo un procedimento di filtraggio, la soluzione viene versata su di una delle superfici di una piastra di vetro ottico, sulla quale viene distesa, operazione che viene effettuata in atmosfera depurata, allo scopo di evitare qualsiasi pericolo di inquinamento. Dopo la completa evaporazione del solvente, un anello metallico viene incollato sulla superficie pellicolare, per poterla maneggiare. Essa viene successivamente immersa nell'acqua distillata, il che permette di separare il suo supporto dal vetro, e quindi introdotta per ventiquattro ore in un forno nel quale sussiste la temperatura di 150 °C. Infine, la su-

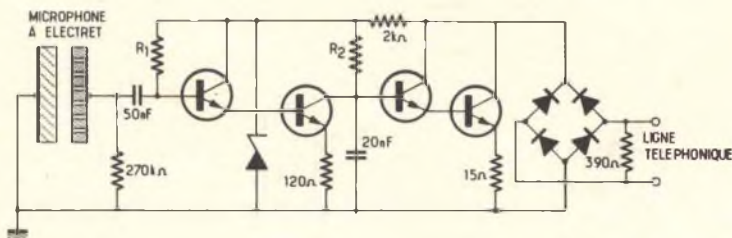




perficie dal lato dell'anello viene rivestita per evaporazione sotto vuoto con uno strato d'oro. A questo punto il dispositivo è pronto per subire la carica.

La pellicola metallizzata viene appoggiata su di un elettrodo in lastra metallica, nel quale è stata precedentemente fresata una battuta circolare di dimensioni adatte

a ricevere l'anello. Sulla superficie non metallizzata viene appoggiata una piastra di vetro speciale, la cui superficie superiore è munita di una piastra di rame, che costituisce il secondo elettrodo. La faccia non ramata di questa piastra presenta naturalmente una certa rugosità, per cui esiste uno spazio di aria fra questa e la superficie



non metallizzata della pellicola.

Così predisposto, l'insieme viene nuovamente introdotto in un forno nel quale sussiste

una temperatura di 120 °C, e ad una tensione continua di 3.000 V, applicata tra gli elettrodi. Il campo elettrico iniziale è dell'ordine di 100 kV/

cm nello spazio d'aria, di 30 kV/cm nella pellicola, e di 18 kV/cm nella piastra di vetro. La polarizzazione delle molecole di policarbonato non viene ottenuta immediatamente in quanto i dielettrici sono assorbenti.

Il campo elettrostatico presente nello spazio d'aria aumenta con l'aumentare della polarizzazione, fino al punto in cui si produce un flusso, grazie al quale le cariche risultano deposte sulla superficie della pellicola. Successivamente, il campo diminuisce, ed il procedimento ricomincia fino alla saturazione della polarizzazione. Una volta raggiunto questo risultato, il dispositivo viene riportato alla temperatura ambiente, senza interrompere l'applicazione dell'alta tensione.

La nota prosegue con interessanti chiarificazioni relative al montaggio di questo dispositivo, dopo di che vengono considerate alcune applicazioni a carattere pratico.

Una delle più interessanti è il cosiddetto microfono elettrostatico ad « électret »: se si confronta con microfono a condensatore a quello al quale ci riferiamo, il cui aspetto esteriore è illustrato dalla fotografia che riportiamo, risulta innanzitutto evidente che quest'ultimo non implica più l'impiego di una sorgente continua (solitamente di 250 V) per il suo funzionamento, in quanto il suo dielettrico può essere permanentemente polarizzato.

La terza figura che riproduciamo illustra in alto la struttura interna di un microfono elettrostatico di questo tipo, ed in basso la stessa schematizzata è rappresentata con notevole ingrandimento, onde

permettere una migliore comprensione del funzionamento.

In base ai principi suddetti, si è prevista la possibilità di usare questo tipo di microfono in sostituzione del microfono a carbone, soprattutto per quanto riguarda gli impianti telefonici, che risulterebbero in tal modo notevolmente semplificati.

La quarta figura che riproduciamo rappresenta un esempio tipico di amplificatore adatto ad un microfono del tipo citato, che viene interposto tra il trasduttore e la linea telefonica: in esso si nota la presenza di un diodo zener stabilizzatore, e di un ponte di diodi, grazie al quale il senso di collegamento alla linea telefonica risulta indifferente.

L'articolo contiene anche un grafico che confronta due curve di responso tipiche di un microfono elettrostatico ad « électret » e di un microfono a carbone di tipo convenzionale. Nel suddetto grafico risulta che il livello di sensibilità è notevolmente maggiore per il primo, soprattutto per quanto riguarda le frequenze comprese tra un minimo di 200 ed un massimo di oltre 3.000 Hz, il che costituisce un ulteriore vantaggio.

La nota si conclude con alcune previsioni agli effetti del futuro sviluppo dei dielettrici a carica permanente. È evidente che, al suo stato attuale, il microfono del tipo descritto è ulteriormente suscettibile di perfezionamenti. Fino ad ora, esso è stato impiegato a titolo sperimentale come ricevitore telefonico: tuttavia, al confronto con un ricevitore telefonico di tipo normale, che esige solamente

una tensione di eccitazione di 2 V, è necessario applicare ad esso una tensione cento volte superiore per ottenere i medesimi risultati. Tenendo però conto della debole intensità di corrente necessaria, è chiaro che un amplificatore a transistori può facilmente fornire questa tensione.

Altri campi di sviluppo sono previsti, quali ad esempio la produzione di energia elettrica di natura elettrostatica, ed altre ancora in particolari applicazioni scientifiche, soprattutto nel campo delle misure elettriche e della fisica applicata.

REALIZZAZIONE COMPLETA DI UNO STROBOSCOPIO ELETTRONICO PER SPETTACOLI E CONCERTI

(Da « Le Haut-Parleur » -
12 febbraio 1970)

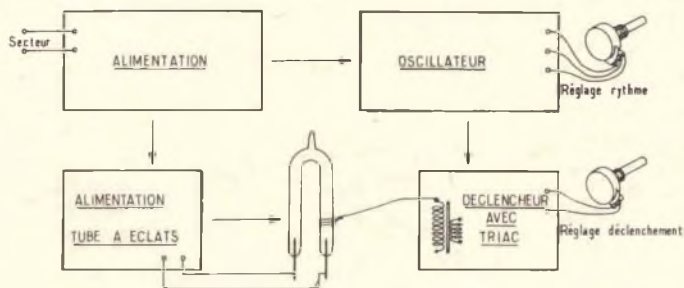
Già da parecchio tempo, le industrie che operano nel campo dello spettacolo hanno generalizzato l'impiego di procedimenti visivi nuovi as-

sai attraenti ed interessanti sul piano tecnico.

Il primo di questi procedimenti che viene istintivo citare è naturalmente il modulatore di luce di tipo psichedelico, che si serve di un segnale per comandare la diffusione luminosa, variandone la intensità ed a volte persino il colore. Tuttavia, il dominio dell'illuminazione spettacolare non si ferma qui: è infatti opportuno citare anche lo stroboscopio luminoso, il cui effetto sembra corrispondere particolarmente alle tendenze attuali.

Il principio di funzionamento risulterà evidente osservando la figura che riproduciamo: si tratta di diffondere la luce piuttosto violenta ed in modo intermittente, con una frequenza relativamente elevata. Le alternanze della luce e dell'oscurità determinano fenomeni di decomposizione del movimento di qualsiasi persona che risulti presente nel fascio.

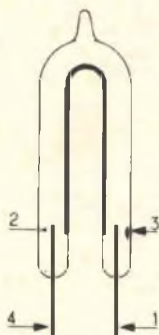
Nella figura si nota una sezione di alimentazione, che fornisce le tensioni necessarie ad un oscillatore, provvi-



sto di un dispositivo per la regolazione del ritmo, e ad un alimentatore supplementare che determina l'accensione di un tubo fluorescente. L'accensione di quest'ultimo vie-

ne a sua volta regolata mediante un secondo dispositivo, pilotato dall'oscillatore, munito anch'esso di un dispositivo di regolazione dell'innesco.

L'apparecchio viene impiegato nella più completa oscurità: lo spettatore ha quindi l'impressione di trovarsi in mezzo a personaggi di vecchi film, in quanto i loro mo-



sabile di questo effetto particolare.

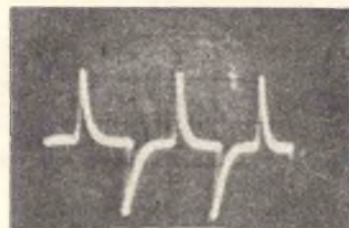
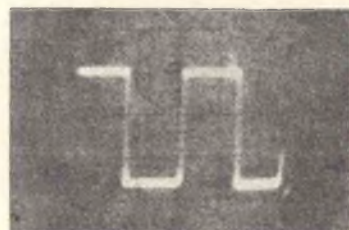
La seconda figura che riproduciamo rappresenta la struttura del tubo fluorescente impiegato per ottenere questo strano effetto: in esso si notano il catodo (1) un tubo di vetro (2) l'elettrodo di innescamento (4) ed un punto di riferimento per individuare il catodo (3).

La nota prosegue con lo studio dello schema sinottico, nei confronti del quale fornisce una esauriente spiegazione della teoria di funzionamento.

vimenti risultano segmentati. Questo procedimento permette del pari, su di un piano più sperimentale, di mettere a fuoco l'importanza primordiale della vista agli effetti dell'equilibrio. Il movimento apparente dei punti fissi del mezzo che circonda ciò che viene visto è appunto respon-

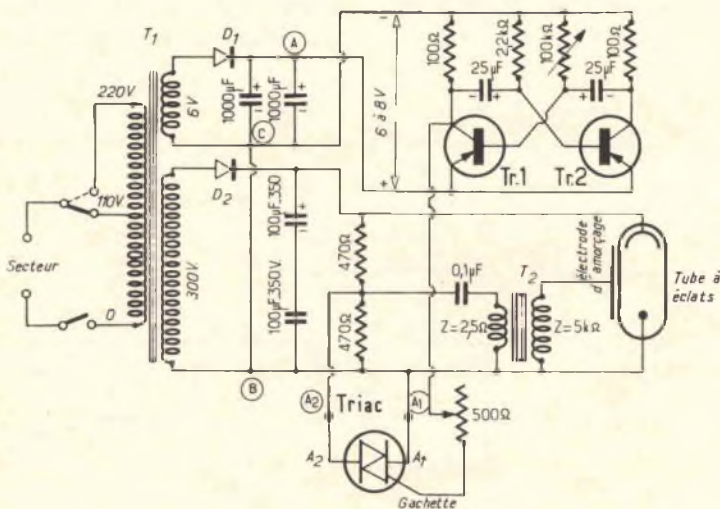
Per quanto riguarda lo schema di principio, che riproduciamo nella figura che segue, l'apparecchio può essere alimentato sia con una tensione di 110 V, sia con una tensione di 220 V. Il secondario del trasformatore T_1 fornisce due tensioni, di cui una di 6 V, che alimenta il circuito di $Tr1$ e

za stabilita da questo controllo viene applicato — tramite un potenziometro da 500 Ω — all'elettrodo di controllo di un triac, il quale provoca l'accensione intermit-



tente del tubo fluorescente, tramite un apposito circuito di eccitazione e di comando.

Dopo alcune esaurienti considerazioni nei confronti della tecnica di funzionamento del triac, la nota prosegue illustrando la forma d'onda dei segnali in gioco: sotto questo aspetto, riproduciamo i due oscillogrammi che seguono, di cui quello in alto rappresenta il segnale prodotto dal multivibratore, di forma tipicamente rettangolare. Per rendere utilizzabile questo segnale agli effetti del comando intermittente di accensione del tubo fluorescente, questo segnale viene trasformato in impulsi aventi la forma illustrata in basso.



$Tr2$, ed una di 300 V, che alimenta il tubo fluorescente.

I due transistori della parte superiore costituiscono un

multivibratore, la cui frequenza di oscillazione viene regolata attraverso un potenziometro del valore di 100.000 Ω : il segnale avente la frequen-

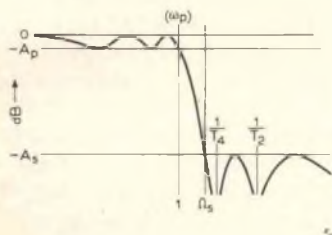
Dopo aver chiarito il funzionamento sotto tutti i punti di vista, l'autore intrattiene il lettore sulle norme pratiche per la realizzazione del dispositivo: vengono infatti forniti dati pratici per quanto

riguarda la preparazione dell'involucro, il fissaggio del trasformatore, la decorazione esterna del mobiletto, ed il montaggio generale: alcune informazioni dettagliate vengono fornite per quanto riguarda il collegamento della lampada fluorescente, e l'articolo si conclude infine con una serie di disegni pratici, che illustrano la posizione effettiva dei componenti nella apparecchiatura, così come è stata descritta. Un ultimo disegno illustra infine la basetta di materiale isolante perforato, sulla quale è possibile realizzare la parte elettronica, i cui componenti sono disposti in modo tale da consentirne anche la realizzazione sotto forma di circuito stampato.

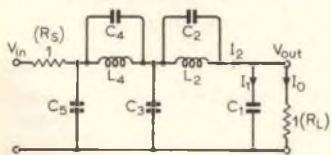
SINTESI PER FATTORI DEI FILTRI ATTIVI

(Da « Wireless World » - aprile 1970)

Ci riferiamo alla nona parte di una serie di articoli



apparentemente destinata a continuare in altre ulteriori

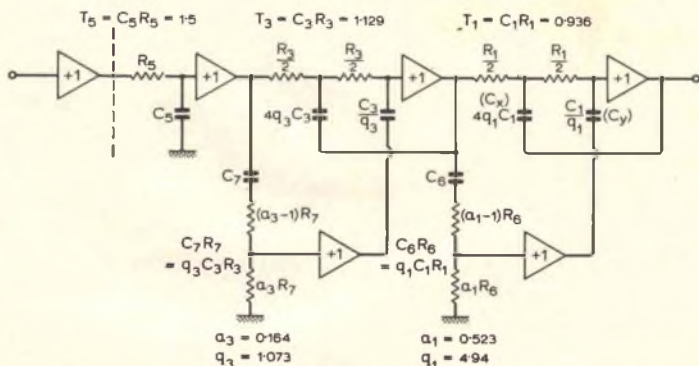


puntate, nella quale viene dimostrato come sia possibile

sintetizzare un filtro in funzione di un prodotto di determinati fattori. Per questo argomento, vengono inoltre

forniti alcuni esempi numerici.

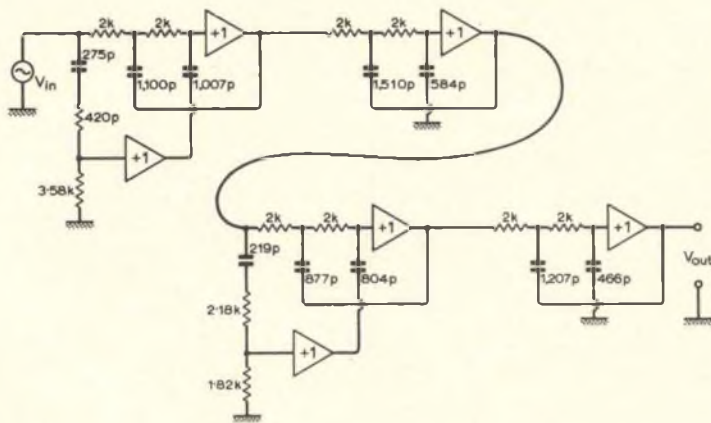
Sebbene alcuni metodi importanti per la realizzazione



dei filtri attivi rimangano ancora da descrivere — questa è l'introduzione della nota — viene messo in evidenza come alcuni dei circuiti precedentemente descritti possano essere sfruttati in pratica. Il metodo consiste nel sintetizzare il filtro completo come una disposizione in cascata di sezioni di primo e di secondo ordine, ciascuna con un'impedenza di uscita sufficientemente bassa affinché il

suo responso non subisca alcuna influenza a seguito del collegamento della sezione successiva.

Di conseguenza, il responso dell'intero filtro è costituito dal prodotto dei responsi delle sezioni individuali. Si tratta — in sostanza — di un metodo assai pratico per il progetto in funzione di specifiche ragionevolmente rigorose, che inoltre fa luce sulla



natura dei filtri di ordine più elevato, nonché sulle loro funzioni di trasferimento.

Il primo argomento pratico che viene considerato in questa occasione, è il filtro pas-

Più "Elettricità" per il vostro denaro!

Questa è la
pila « Tigre »
della
Hellesens!

La pila « Tigre » della Hellesens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata. La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellesens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellesens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila « Tigre » della Hellesens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellesens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila « Tigre » della Hellesens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellesens ha la « Tigre » fin dal 1923.



Più « Elettricità »
per il vostro denaro
con la pila « Tigre »
della Hellesens



sa-basso di quinto ordine, con responso del tipo « Darlington ». In un filtro per onde normali, la caratteristica più importante è il responso nei confronti dell'ampiezza nello stato stabile (ossia il guadagno in funzione della frequenza). Quanto sopra può essere precisato, come risulta dalla prima figura, mediante tre parametri: A_p rappresenta la deviazione massima rispetto al livello di responso nella banda passante; A_s rappresenta l'attenuazione minima nella banda di arresto; $(\Omega_s - 1)$ rappresenta la larghezza relativa della banda di transizione, per la quale Ω_s rappresenta l'inizio della banda di arresto nella caratteristica normalizzata.

La seconda figura è lo schema elettrico tipico di un filtro di quinto ordine con responso « Darlington » di tipo standard, caratterizzato da un ingresso resistivo (R_s) e da due circuiti L/C, in serie tra loro che costituiscono i tratti orizzontali di due cellule a « pi greco » con uscita chiusa mediante la resistenza di carico R_L .

La nota descrive il funzionamento tipico del filtro di questo genere, e riporta anche una tabella nella quale vengono elencati i valori normalizzati dei componenti, in funzione dei parametri in gioco.

Le numerose formule matematiche riportate in logica sequenza descrivono alcuni esempi tipici di calcolo e di realizzazione dei filtri di questo tipo, fino al circuito semplificato che qui riproduciamo, e che rappresenta la realizzazione per fattori del responso « Darlington » di quinto ordine, con un'ondulazione

residua di 0,1 dB nella banda passante, ed una attenuazione minima di 40 dB nella banda di arresto. Inoltre, l'interdizione avviene in corrispondenza del parametro di un raddio al secondo.

Una seconda tabellina elenca i valori tipici dei componenti di questo secondo circuito, per ottenere una progressiva attenuazione di 3 dB, alla frequenza di 159 Hz. Altri numerosi esempi vengono portati, in particolare per quanto riguarda il responso « Darlington » di terz'ordine, ed il responso denominato « Butterworth ».

L'ultimo argomento che viene preso in considerazione è riferito ai filtri di comune impiego nel campo della trasmissione di impulsi. In genere, si ammette che — per ottenere un buon responso nei confronti degli impulsi — il ritardo di fase deve aumentare linearmente con l'aumentare della frequenza, attraverso la maggior parte possibile della banda passante. Se è presente un valore assai elevato del fattore di merito « Q », l'inclinazione della curva di fase è minore in prossimità della frequenza zero, ma aumenta mano a mano che ci si avvicina alla frequenza di risonanza del fattore. Se l'angolo della curva di responso all'ampiezza è non necessariamente arrotondato, il che significa che si dispone soltanto di valori assai ridotti del fattore « Q », l'inclinazione della curva di fase è maggiore in prossimità della frequenza zero, ma diminuisce lentamente. Il responso ai segnali transitori non dà adito quindi a risonanze, ma il tempo di salita risulta sfortunatamente lungo.

L'ultima figura che riprodu-

ciamo rappresenta il circuito elettrico in base al quale è possibile realizzare un filtro a caratteristica di fase lineare di ottavo ordine, del tipo denominato « Storey e Culyer ». In questo circuito, come in quelli precedentemente illustrati, i valori resistivi sono espressi in ohm, e quelli capacitivi in picofarad. Un'ultima tabellina elenca i valori dei parametri per il filtro a fase lineare testé citato.

La nota conclude infine con un'affermazione secondo la quale, seguendo i procedimenti adottati in precedenza, il filtro può essere realizzato con una disposizione in cascata di quattro sezioni del tipo « Standen e Key », in quanto due elementi del tipo semplice passa-basso, e due muniti di un percorso in parallelo, forniscono un valore pari a zero. Dal momento che tutti i fattori « Q » sono di scarsa entità, gli amplificatori non implicano un guadagno individuale assai elevato.

Se il filtro non deve presentare caratteristiche tali da consentire il passaggio di segnali aventi una frequenza zero, con specifiche rigorose agli effetti degli spostamenti di fase, è possibile impiegare coppie di transistori collegati col sistema dell'accoppiamento di emettitore. In genere, una tolleranza del 2% in più o in meno dei valori dei componenti può essere ammissibile, in quanto nessuno dei fattori denota rapide variazioni della attenuazione, in prossimità o all'interno della banda passante.

Al termine della nota sono citati quattro riferimenti bibliografici, attraverso i quali è possibile raccogliere un maggior numero di dettagli su questo argomento.

Fig. 1 - Sotto gli occhi dei visitatori, Walter Ulbricht (a destra) ascolta l'illustrazione di nuove realizzazioni nel settore « comunicazioni ed elettronica » della Fiera di Lipsia.



AFFERMAZIONI DELLA GERMANIA ORIENTALE NEL CAMPO DEI COMPONENTI ELETTRONICI

Nella Germania Orientale; il potente impulso dato all'automazione per compensare la carenza di mano d'opera, è valso ad offrire notevoli progressi nella produzione e nella esportazione di strumenti, calcolatori e sistemi di telecomunicazione, pur sussistendo un certo ritardo nel campo dei Circuiti Integrati.

Il Capo dello Stato ascolta con attenzione mentre il giovane matematico illustra alcuni dettagli di un calcolatore. Di tanto in tanto, egli abbassa la testa come per meglio ponderare i fatti che gli vengono esposti. Pochi secondi più tardi, però, si volta verso il suo vicino ed inizia con lui un'animata conversazione. Può darsi che stiano discutendo i meriti dei dati esposti per l'economia del Paese, oppure che stiano calcolando a quanto potrà ammontare la produzione per il prossimo anno.

Zona di questo episodio: il settore N. 15, riservato all'industria elettronica della Germania Orientale nella Fiera di Lipsia, che è in continua e brillante espansione. I personaggi: Walter Ulbricht e membri

del Politburo di Berlino Est, in visita lo scorso marzo alla Fiera.

Il lungo periodo di tempo che Ulbricht ed i suoi compagni hanno trascorso nel settore N. 15 indica chiaramente quale sia il settore dell'industria che sta loro più a cuore. La maggiore attenzione del governo è stata infatti recentemente dedicata a dare sempre maggiore impulso all'economia statale nel campo elettronico.

Alla Fiera di Lipsia, l'industria elettronica era fermamente decisa a presentare il meglio di se stessa. Hostess in minigonna e berrettini rossi, circolavano ovunque per prestare i loro servizi con un sorriso. Venivano offerti con generosità caffè e cognac a coloro che discutevano detta-

gli tecnici con esperti delle industrie nei vari stand. Era inoltre in funzione per i visitatori stranieri un servizio di traduzioni quanto mai efficiente.

Ma assai più che la semplice ostentazione è interessante sottolineare i traguardi raggiunti dall'elettronica nella Germania Orientale.

Statistiche ufficiali e comunicati governativi forniscono un più che accurato punto di questa situazione e sul ruolo che è stato affidato a questa industria nella « rivoluzione tecnico-scientifica del Paese », uno slogan che è stato sovente ripetuto durante la Fiera. Ed anche dopo, cioè fuori della Fiera, conversazioni di affari nei ristoranti della città Sassone sono valse a fornire utili affermazioni per gli esperti occidentali.

Sono i risultati quelli che contano. E nel complesso, l'industria elettronica della Germania Orientale ha sino ad ora realizzato progressi veramente ammirevoli. Partendo da poco meno di zero soltanto due decenni fa, l'industria ha realizzato una spettacolare ascesa, progredendo ogni anno di circa il 15%. I pianificatori governativi ed i rappresentanti qualificati dell'industria, sono tesi a realizzare un aumento analogo anche per il 1970, e per gli anni che seguiranno.

Nel 1968, l'ultimo anno di cui si dispone di dati ufficiali, la produzione dell'industria elettrotecnica, compresa quella elettronica, ha raggiunto i 3,2 bilioni di dollari, con un miglioramento di più del 12% rispetto all'anno precedente. I componenti elettronici che rappresentano all'incirca un terzo della produzione elettrotecnica, hanno goduto di un tasso di ascesa considerevolmente più alto. La produzione dei soli componenti elettronici ha infatti realizzato un aumento del 30%, salutando da 131 a 170 milioni di dollari. Per l'esattezza, i calcoli effettuati portano a precisare che la produzione ha mancato lo scorso anno il traguardo fissato dal governo soltanto per una differenza in meno dell'1,6%. Ciò può essere dovuto, affermano gli osservatori occidentali, a problemi logistici e di rifornimento provocati da un crudo inverno anticipato. Tuttavia, il settore elettrotecnico è progredito dell'11,4%, superando la produzione di qualsiasi altro settore industriale.

E non sono previste certo soste in questo campo, giacché nel suo Piano Preventivo per il 1970, il Ministro per l'Elettrotecnologia e l'Elettronica tende ad imporre un ulteriore aumento complessivo del 15%. Un aumento ben più elevato è stato pianificato per quanto relativo ad alcuni settori elettronici. Ad esempio, la produzione dei sistemi per l'elaborazione dei dati dovrà incrementarsi del 60%, mentre la produzione di macchine per ufficio è programmata per un rialzo del 41,4%. Aumenti analoghi sono stati fissati per altri prodotti: 38% per gli apparati di misura e di controllo, 33% per apparati specifici ottico-elettronici e 18% per centrali di commutazione telefonica.

Nella loro spinta verso l'automazione, i pianificatori della Germania Orientale stanno dando massima priorità all'elettronica. E in effetti, questo impulso proviene dai massimi livelli governativi. Lo stesso Walter Ulbricht pensa all'elettronica ed all'automazione quando chiede all'industria di modernizzare l'economia ed accrescere la produttività. In nessun altro paese nel Blocco Orientale, tranne forse l'Unione Sovietica, viene dedicata così alta cura ed attenzione all'automazione. Come ha affermato un osservatore industriale della Germania Occidentale: « Nella Germania Orientale, l'automazione è divenuta quasi una religione di Stato ». Ciò può anche ben dipendere dal fatto che la Germania Orientale si schiera fra le sei maggiori nazioni industriali dell'Europa, e vanta il più alto tenore di vita fra tutte le nazioni del blocco Comunista, compresa la stessa Unione Sovietica.

L'elettronica viene sollecitata non solo per accrescere la produttività (il traguardo di quest'anno è del 9,4% di aumento della produzione) ma altresì per fronteggiare una cronica carenza di mano d'opera. Il problema cominciò a sorgere con il basso indice di natalità della nazione durante gli anni del dopoguerra, e venne ulteriormente aggravato da defezioni su larga scala prima che si provvedesse a chiudere i confini occidentali. Alcune fonti stimano che il deflusso di mano d'opera verso la Germania Occidentale abbia causato una perdita di 30 bilioni di dollari all'economia della Germania Orientale.

Ancora un altro motivo che porta a cercare di dare il massimo impulso alla elettronica, è rappresentato dall'apparente insaziabilità del mercato in tutto il Blocco Orientale ed in altre parti del mondo. Circa la metà della produzione elettrotecnica dello scorso anno è stata esportata sia direttamente che indirettamente (quale parte di sistemi o di installazioni meccaniche). I Paesi del Blocco Orientale hanno ricevuto circa tre quarti delle esportazioni, con l'Unione Sovietica che, da sola, ha assorbito il 40% del totale.

Per meglio assestare qualitativamente l'industria elettronica della Germania Orientale sarebbe risultato sciocco utilizzare i correnti standards dell'Europa Occidentale. Priva dell'influsso della tecnologia Americana, che ha notevolmente appoggiato lo sviluppo della spinta ascendente in altre nazioni europee, la Germania Orientale è stata costretta a fare precipuamente conto sulle sole e stesse sue risorse. E malgrado accordi di cooperazione tra le potenze del blocco del Comecon (l'equivalente Comunista del Mercato Comune) la mutua assistenza in alcuni settori vitali, quali l'avanzata tecnologia dei semiconduttori, lascia molto a desiderare. Afferma un esponente ufficiale della Germania Occidentale che «Laddove vengono ad essere coinvolti certi interessi nazionali, ciascun Paese tende a realizzarne la preminenza per proprio conto».

Hanno anche, infine, nuociuto gli embarghi e le difficoltà di accesso alle conoscenze elettroniche Occidentali.

Malgrado queste remore, l'industria elettronica della Germania Orientale si è battuta straordinariamente bene, e viene in genere classificata come la numero due del Blocco Comunista; soltanto l'Unione Sovietica ha una produzione maggiore. In alcuni settori particolari, i prodotti della Germania Orientale possono anche reggere il confronto con l'Occidente.

Il periodo della Fiera

I nove giorni di Marzo della fiera di Lipsia hanno offerto un'ottima occasione per conoscere la situazione dell'elettronica nella Germania Orientale. Frequentatori occidentali della fiera hanno tributato particolare ammirazione alle apparecchia-

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETA ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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



Fig. 2 - Il più potente calcolatore prodotto nella Germania Orientale è il Robotron R300, qui collegato ad un terminale di trasmissione dati.

ture di strumentazione e misura della Germania Orientale. Particolarmente ammirati ed apprezzati i misuratori di capacità ed induttanza, ponti di misura, standardizzatori di frequenza a quarzo e voltmetri digitali c.c./c.a. con una decomposizione a 100 μ V (tutti della VEB Funkwerk di Erfurt).

Nel campo della elaborazione dei dati, che è stato a lungo un punto nero per l'industria, la Germania Orientale ha chiaramente superato i suoi problemi iniziali per la produzione di calcolatori. L'attuale più importante calcolatore del Paese è il Robotron R300, una macchina della seconda generazione, ideata per applicazioni commerciali ed all'incirca analoga in potenza e programmabilità ad un IBM 1401 a nastro.

L'R300 viene fabbricato dalla VEB Kombinat Robotron a Radeberg, presso Dresda, ove è concentrato tutto quanto relativo a progettazione e produzione dei calcolatori. Non viene esportato a causa della forte domanda nazionale di calcolatori. Sino ad ora, sono stati installati nel Paese circa cento R300. Viene segnalata come in via di sviluppo una successiva versione di questo sistema.

Malgrado la prevalenza degli sforzi sull'elettronica commerciale ed industriale, i pianificatori centrali della Germania Orientale non hanno trascurato l'area consumistica. Vi sono attualmente in uso fra i 17 milioni di tedeschi della Germania Orientale, 4,3 milioni di ricevitori televisivi in bianco e nero, e l'industria si è già indirizzata verso il colore. Trasmissioni a colori, benché limitate, hanno già avuto inizio sin dal mese di ottobre

1969, facendo della Germania Orientale la seconda nazione con TV a colori di tutta l'Europa Orientale.

Sussistono tuttora alcune difficoltà di produzione da superare, specie per quanto relativo ai tubi per il colore. D'altra parte, per la progettazione del ricevitore, i tecnici della Germania Orientale hanno sviluppato l'« RFT Color 20 » in appena 10 mesi. Fatta eccezione per la parte di potenza, il Color 20 utilizza transistori in tutte le altre sue parti.

Punti deboli

Ma la Fiera di Lipsia è valsa anche a mettere in luce alcuni punti deboli che continuano a pesare sulle possibilità della industria elettronica della Germania Orientale. Ad esempio, si è notata la completa assenza negli stand di circuiti integrati monolitici. Ciò ha provocato una certa sorpresa per molti osservatori occidentali della Fiera, specie in considerazione del fatto che l'industria pareva aver preso un promettente avvio anche in questo campo diversi anni fa. Si ritiene che i Circuiti Integrati vengano fabbricati negli impianti nazionali semiconduttori di Frankfurt/Oder, ma si afferma che essi sono di così bassa qualità da non poter essere presi in considerazione per normali applicazioni. Gli osservatori occidentali pensano che questa remora nel campo dei Circuiti Integrati sia dovuta ad alcuni problemi molto seri di produzione, ed in particolare alla mancanza di moderne apparecchiature di fabbricazione che consentano uniformi costi di produzione. Presumibilmente, i Circuiti Integrati della Germania Orientale verranno presentati alla Fiera del prossimo anno, o magari anche prima. Con ogni probabilità, saranno dei TTL, tipi cioè che risultano idonei per applicazioni industriali.

Le deficienze in alcuni settori, comunque, sono più che largamente superate dalla eccellenza in altri. Nelle comunicazioni commerciali, i tedeschi orientali hanno la preminenza su tutto il Blocco Comunista, avendo realizzato grandi passi sia nella produzione e sia nella tecnologia. Circa 15 stabilimenti, sorretti dagli sforzi dell'Istituto per la Tecnologia delle Comunicazioni di Berlino Est, e di diverse università tecniche che effettuano ricer-

SANKO

MICROAMPEROMETRI - VOLTMETRI

Microamperometro subminiatura

Portata: 500 μ A
Dimensioni: \varnothing 12,5 x 19,5
Lunghezza conduttori: 120
TS/0063-00



Microamperometro

A bobina mobile per misure di percentuale di modulazione e d'uscita dei registratori
Portata:
200 μ A - Scala da 0 \div 10
Dimensioni scala: 23 x 9,5
TS/0185-00

Microamperometro subminiatura

A bobina mobile per controllo di sintonia o batteria
Portata: 500 μ A
Dimensioni scala: 14 x 7
TS/0068-00



Microamperometro

A bobina mobile per misure di percentuale di modulazione e d'uscita dei registratori
Portata:
200 μ A - Scala da 0 \div 10
Dimensioni scala: 23 x 8
TS/0188-00

Microamperometro subminiatura

A bobina mobile per controlli di livello di registrazione e batteria
Portata: 200 μ A
Dimensioni scala: 18 x 12,5
TS/0069-00



Microamperometro

A bobina mobile per il controllo di livello dei registratori
Portata: 200 μ A
Dimensioni scala: 34 x 14
TS/0190-00

Microamperometro

A bobina mobile con zero centrale per il controllo del bilanciamento in apparecchiature stereofoniche
Portata: 200 μ A
Dimensioni scala: 23 x 9,5
TS/0180-00



Voltmetro da pannello « High-Kit »

A bobina mobile
500 μ A fondo scala
Portata: 0 \div 12 V c.c.
Dimensioni scala: 21,5 x 36,5
TS/0200-00

RICHIEDETE I PRODOTTI SANKO A:

GBC Italiana s.a.s. - V.le Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B. (Milano)



Fig. 3 - Le apparecchiature per comunicazioni costituiscono la maggiore voce fra le esportazioni di componenti elettronici della Germania Orientale. Vediamo qui un trasmettitore ad onda corta da 1 kW.

che su base contrattuale, hanno realizzato lo scorso anno una produzione di apparati per comunicazioni del valore di ben oltre i 500 milioni di dollari. Una parte di queste apparecchiature può essere classificata alla pari con i prodotti Occidentali.

Esportazioni

Prova concreta delle superiori prestazioni dell'industria della Germania Orientale nel settore delle comunicazioni, è l'alto volume di esportazioni che vengono effettuate in questo campo. Circa la metà della produzione viene diretta all'estero. Come appare ovvio, si classificano fra i migliori clienti gli altri Paesi comunisti, con l'Unione Sovietica di gran lunga la maggiore fra gli acquirenti.

Nello stesso tempo, però, anche i Paesi in via di sviluppo dell'Africa e del vicino Oriente stanno diventando clienti sempre più importanti.

In diverse parti del mondo la Germania Orientale sta soddisfacendo le necessità di comunicazioni in zone ove le ditte occidentali non hanno più modo di svolgere attività per motivi politici. Un esempio è dato dalla consegna a Cuba di 25 telesemplici. Nella stessa Cuba è stato anche installato un centro radio ad onda corta costruito dalla Germania Orientale per comunicazioni con l'Europa. Nella Guinea, in Africa Occidentale, i tecnici della Germania Orientale hanno costruito un centro di trasmissioni radio a micro-onda. Anche nell'Irak hanno messo in opera un sistema a frequenza portante per comu-

nicazioni multicanali tra Bagdad ed Hilla.

Anche tecnicamente, le comunicazioni della Germania Orientale hanno conquistato una posizione di primissima linea in alcuni settori. Uno di questi è la progettazione di commutazioni telefoniche. Una installazione di commutazione che utilizza abbondantemente componenti elettronici è la ETS 700, sviluppata presso la VEB Fernmeldewerk ad Arnstadt. Il sistema sperimentale, già in uso a Berlino Est, sta erudendo le autorità postali circa gli aspetti tecnologici ed economici della conduzione di una installazione elettronica, in modo che possa eventualmente essere poi presa una decisione su parametri per una progettazione standardizzata.

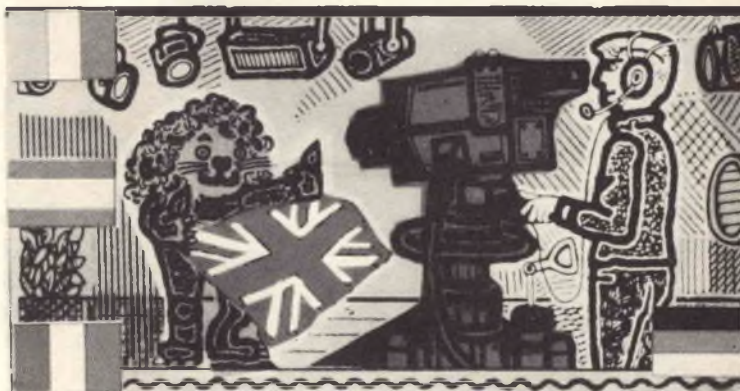
Concludendo questa panoramica sulla situazione dell'industria elettronica della Germania Orientale è doveroso accennare ad un altro settore delle comunicazioni che l'industria sta incrementando, è quello della modulazione ad impulsi codificati, che consente l'utilizzazione multipla di cavi preesistenti in una nazione ove sta crescendo rapidamente l'uso del telefono. Vi è ora in produzione presso la VEB RFT Fernmeldewerk di Lipsia un sistema pcm (pulse code modulation) denominato PCM 30/32, esposto per la prima volta alla Fiera di quest'anno. Utilizzando un « multiplex » di divisione del tempo, il sistema consente la trasmissione di 30 canali telefonici su due coppie conduttrici in cavi simmetrici. Ciò che ancor più conta è che congiuntamente ad un moltiplicatore di dati un canale può essere utilizzato per trasmissione di dati a velocità che possono giungere sino a 64 k bits/s.

Il PCM 30/32, ideato precipuamente per traffico telefonico di breve trasporto, consiste in due terminali con ripetitori per rigenerazione del segnale installati lungo la linea. La distanza fra i ripetitori è all'incirca di 1,25 miglia, e dipende dalla attenuazione della linea, dal numero di canali pcm che vengono utilizzati, e dalle proprietà di diafonia del cavo.

Nel sistema, viene preso ogni 125 μ s un campione del segnale di conversazione ad una taratura di 8 kHz. Viene prodotto un segnale modulato di ampiezza di impulso; viene valutata la sua momentanea ampiezza, codificata in un numero binario, e quindi viene trasmesso in forma digitale.

VOCABOLARIO

INGLESE
ITALIANO
FRANCESE
SPAGNOLO
TEDESCO



dei termini tecnici
relativi alla televisione e le antenne

Lettera T

- 937 **turn picture control** - controllo della rotazione d'immagine; *commande de la rotation de l'image; control de rotation de la imagen; Regelung der Bilddrehung.*
- 938 **turnstile antenna** - antenna turnstile, a campo rotante; *antenne à champ tournant, antenne croisée; antena turnstile; Drehkreuzantenne, Schmetterlingantenne.*
- 939 **twin antenne** - antenna doppia, a due conduttori; *antenne à deux conductures; antenas gemelas; Antennenpaar, Zwillingsantenne.*
- 940 **two-element antenne** - antenna a due elementi; *antenne a deux elements; antena a dos elementos; Zweielementenantenne.*
- 941 **two-wire antenna** - antenna bifilare; *antenne bifilaire; antena bifilar; Bifilarantenne.*

Lettera U

- 942 **ultrawhite region** - regione dell'ultrabianco; *région de l'ultrablanc; region del ultrabianco; Ultraweissgebiet.*
- 943 **umbrella antenna** - antenna a forma di ombrello; *antenne en parapluie; antena en forma de paraguas; Schirmantenne.*
- 944 **undercar antenna** - antenna che si trova al disotto dello chassis di un autoveicolo; *antenne sous le châssis; antena bajo bastidor; Chassisantenne.*
- 945 **underthrow distortion** - distorsione per sovr modulazione; *distorsion par sous-modulation; distorsion por sobremodulacion; Einschwing, Unterschwingen.*
- 946 **underwater antenna** - antenna sottomarina; *antenne immergée; antena submarina; Unterwasserantenne.*
- 947 **unidirectional antenna** - antenna unidirezionale; *antenne unidirectionelle; antena unidireccional; einseitig gerichtete Antenne.*
- 948 **unipole** antenna isotropa; *antenne isotrope; antena isotropica; Kugelantenne; sphärische Antenne.*
- 949 **untuned aerial** - antenna aperiodica, non accordata; *antenne apériodique, non accordée; antena aperiodica; aperiodische Antenne.*



Fig. 1 - unidirectional antenna - antenna unidirezionale; antenne unidirectionelle; antena unidirectional; einseitig gerichtete Antenne.

Lettera V

- 950 **V-antenna** - antenna a V; *antenne en V; antena en V; V-Antenne.*
- 951 **variable-speed scanning** - analisi a velocità variabile; *balayage a vitesse variable; exploracion a velocidad variable; Abtastung mit veränderlicher Geschwindigkeit.*
- 952 **V-beam** - fascio a V; *faisceau en V; haz en V; V-Bündel.*
- 953 **velocity factor** - fattore di velocità, rapporto di demoltiplicazione; *rapporto de demultiplicacion; Verkürzungsfaktor.*
- 954 **velocity modulation** - modulazione di velocità; *modulation de vitesse; modulacion de velocidad; Geschwindigkeitsmodulation.*
- 955 **vertex feed** - alimentazione al vertice; *alimentation au vertex; alimentacion en el vertice; Antennen speisung un der Konusspitze.*
- 956 **vertical blanking** - soppressione di linea; *suppression de ligne; supression de linea; Zeilenunterdrückung, Zeilenaustastung.*
- 957 **vertical centering** - centraggio verticale; *centrage vertical; centrado vertical; Vertikalregelung.*
- 958 **vertical definition** - definizione verticale; *définition verticale; definicion vertical; Vertikalauflösung.*
- 959 **vertical frequency** - frequenza di quadro; *fréquence de balayage vertical, fréquence d'exploration verticale; frecuencia de imagen, de cuadro; Teilbildfrequenz, Vertikalfrequenz.*
- 960 **vertical hold control** - controllo verticale di sincronizzazione; *commande verticale de synchronisation; control vertical; kasynchronisationregelung.*
- 961 **vertical hunting** - instabilità verticale; *instabilité verticale; inestabilidad vertical; Tanzeffekt, senkrechte Lage-schwankung.*
- 962 **vertical plane directional pattern** - diagramma di radiazione verticale; *diagramme de rayonnement vertical; diagrama de radiacion vertical; Strahlungsdiagramm in einer Vertikalebene.*
- 963 **vertical size control** - regolatore dell'altezza del quadro; *régulateur de la hauteur de la trame, de la hauteur du cadre; regulador de la altura de cuadro; Teilbildhöhenregler, Vertikalregler.*
- 964 **vestigial sideband** - banda laterale residua; *bande latérale restante; bande lateral residual; Restseitenband.*
- 965 **vestigial sideband transmission** - trasmissione a banda parzialmente soppressa; *émission sur bande latérale unique avec une portion de l'autre bande latérale; transmision con banda lateral residual; Restseitenbandübertragung.*

- 966 **video amplifier** - amplificatore video; *amplificateur video; amplificador de video; Videovorverstärker.*
- 967 **video detection** - rivelazione video; *détection video; deteccion de video; Videogleichrichtung, Bildgleichrichtung.*
- 968 **video engineer** - tecnico video; *ingénieur de l'image; ingeniero de imagen; Bildingenieur.*
- 969 **video frequency** - frequenza video; *videofréquence; videofrecuencia; Bildpunktfrequenz, Videofrequenz.*
- 970 **video-gain control** - controllo del guadagno video; *contrôle du gain de vision; control de ganancia video; Intensitätsregelung.*
- 971 **video-mixer** - mescolatore d'immagini; *mélangeur video; mezclador video; Bildmischpult.*
- 972 **video signal** - segnale video; *signal video; señal de video; Videosignal.*
- 973 **video time base** - base dei tempi video; *base de temps d'image; base de tiempo de imagen; Bildzeitbasis.*
- 974 **video transmitter** - trasmettitore televisivo; *émetteur de télévision; transmissor de television; Bildsender.*
- 975 **video transmitter output** - potenza di uscita video; *puissance de sortie video; potencia de salida video; Bildsenderleistung.*
- 976 **viewer** - telespettatore; *télespectateur; espectador de television; Fernseh Zuschauer.*
- 977 **view finder** - mirino, visore; *viseur; visor; Sucher.*
- 978 **viewing mirror** - specchio riflettore, per osservare l'immagine; *miroir réflecteur; espejo de reflexion; Spiegelreflektor.*
- 979 **vision bandwidth** - larghezza di banda video; *largeur de bande video; ancho de banda video; Bildbandbreite.*
- 980 **vision frequency** - frequenza portante televisiva; *fréquence porteuse de l'image; frecuencia de portadora en television; Bildträgerfrequenz.*
- 981 **vision on sound** - interferenza video sul suono; *image dans le son; imagen sobre sonido; Bild im Ton.*
- 982 **vision signal** - segnale di immagine; *signal d'image; señal de imagen; Bildsignal.*
- 983 **vista shot** - ripresa generale, ripresa da distanza, ripresa di scene lontane; *plan lointain, pris de vue à distance; plano distante, toma a distancia; Fernaufnahme, Gesamtaufnahme.*
- 984 **volume control** - regolatore di volume; *régulateur de volume, d'amplication; regulador de volumen; Lautstärkereglér, Verstärkungsregler.*

Lettera W

- 985 **walkie-lookie** - trasmettitore portatile televisivo; *émetteur portatif de télévision; transmissor portatil de television; tragbarer Fernsehsender.*
- 986 **wave antenna** - termine che serve a definire l'antenna Beveridge; *antenne Beveridge; antena de Beveridge; Wellenantenne.*
- 987 **wave clutter** - riflessione dal mare, onde parassite dovute a riflessione ad opera del mare; *parasites dus à la réflexion par la mer; reflexion del mar; Störreflexion durch Seegang, Wellenreflexion.*
- 988 **wave trap** - trappola (d'onda); *circuit bouchon; trampa de onda; Sperrkreis.*
- 989 **wave velocity** - velocità di propagazione delle onde em; *vitesse de propagation; velocidad de propagacion; Ausbreitungsgeschwindigkeit.*
- 990 **wedge** - angolo di definizione; *coin de définition; angulo de definicion; Keil.*
- 991 **whip antenna** - antenna flessibile; *antenne fouet; antena flexible, de fusta; Peitschenantenne.*
- 992 **white compression** - compressione del bianco; *compression du blanc; compresion del blanco; Weisspegelkompression.*
- 993 **white level** - livello del bianco; *niveau du blanc; nivel del blanco; Weisspegel.*
- 994 **white peak** - cresta, picco del bianco; *crête du blanc; cresta de blanco; Weisspitze, Maximum anweiss.*
- 995 **white saturation** - saturazione del bianco; *saturation du blanc; saturacion del blanco; Weisspegelsättigung.*

- 996 **white to blanc amplitude range** - ampiezza dal bianco al nero (di una emissione video); *taux de modulation video; amplitud de blanco a negro video; Weiss-Schwarz Amplitudengebiet.*
- 997 **wide angle lens** - obiettivo grande angolare; *objectif à grand angle; objetivo de amplio angulo; Weitwinkelobjektiv.*
- 998 **wideband dipole** -- dipolo a larga banda; *dipôle à large bande; dipolo de amplia banda; Breitbanddipol.*
- 999 **width control** - controllo, regolatore della larghezza d'immagine; *regulateur de la largeur d'image; regulador de anchura de la imagen; Bildbreiteregler.*
- 1000 **width of transistion steepness** - ripidezza del fianco, pendenza; *raidur du flanc, pente; pendiente del borde del impulso; flanksteilheid, Flankensteilheit.*
- 1001 **wobulation** - vobulazione; *wobulation; tamballo; Frequenzwobblung.*
- 1002 **womp** - macchia iperluminosa; *surintensité lumineuse brusque, tache hyperlumineuse; mancha hiper luminosa; intensiver Lichtfleck.*
- 1003 **working diagram** - diagramma di lavoro, diagramma sinottico; *diagramme synoptique; diagrama sinoptico; Demonstrationsdiagramm.*

Lettera X

- 1004 **X-axis** - asse dei tempi, delle ascisse, asse X; *axe des abscisses, des X; eje de abscisas, de X; X- Achse, Zeitachse.*
- 1005 **X-plates** - placche deviatrici orizzontali; *plaques de déviation horizontales; placas de desviacion horizontal; Horizontalablenkplatten.*

Lettera Y

- 1006 **Yagi antenna** - antenna Yagi; *Antenne Yagi; Antena Yagi; Yagi-Antenne.*
- 1007 **Y-antenna** - antenna con adattatore a delta; *antenne à adaptation Delta; antena adaptada en Delta; Delta-Antenne.*
- 1008 **Y-axis** - asse delle ordinate, asse Y; *axe des ordonnées, axe Y; eje de ordenadas, eje Y; Y-Achse.*
- 1009 **Y-plate** - placche deviatrici verticali; *plaques de déviation verticale; placas de desviacion vertical; Vertikalablenkplatten.*

Lettera Z

- 1010 **zepp antenna** - antenna Zeppelin; antenne Zeppelin; antena de Zeppelin; Zeppelinantenne.
- 1011 **zero carrier** - ampiezza della portante nulla, zero; *amplitude zéro; amplitud cero; Nullamplitude.*
- 1012 **zig-zag antenna** - antenna a zig e zag antenna di Chireix-Mesny; *antenne en dents de scie, de Chireix-Mesny; antena en zigzag; Zickzackantenne.*
- 1013 **zone television** - analisi rettilinea, per fasce; *analyse rectiligne; exploracion rectilinea; Streifenbtastung.*
- 1014 **zoom** - rapido cambiamento di piano (fuoco regolabile); *changement rapide de plan (foyer réglable); cambio rapido de plano (enfoque ajustable); Schnellschwankung der Kamera (veränderlichem Fokus).*

È stato costituito ad Apeldoorn il gruppo industriale « piccoli calcolatori », che fa parte della Divisione « Data Systems ». L'attività del nuovo gruppo comprende la progettazione, lo sviluppo ed il marketing di piccoli sistemi di elaboratori elettronici general-purpose e per applicazioni particolari oppure di parti di questi sistemi.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. CHIODI N. - Roma

Costruzione di trasformatori intertransistoriali

Dato l'esiguo costo dei trasformatori per transistori, e le difficoltà costruttive che essi presentano, riteniamo che sia senz'altro vantaggioso effettuare il loro acquisto piuttosto che autocostruirli. Tutta-

via, tenendo presente che l'argomento le interessa da un punto di vista didattico, le indichiamo i dati costruttivi relativi ad un trasformatore pilota e ad un trasformatore di uscita facendo riferimento allo schema di un amplificatore per giradischi riportato in figura 1.

Per quanto concerne il trasformatore pilota, illustrato in figura 2, i dati degli avvolgimenti sono i seguenti:

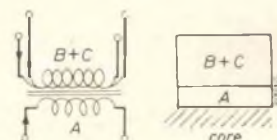
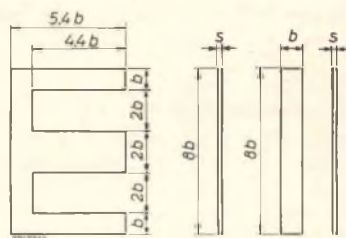


Fig. 2 - Dati costruttivi relativi al trasformatore pilota del circuito di figura 1.

Avvolg.	Numero di spire	Diam. del filo (mm)	Largh. dell'avvolg. (mm)	Spire per strato	Num. di strati	Res. in c.c. (ohm)
A	1.500	0,12	19,5	126	12	155
B	790	0,2	19,5	79	10	39
C	790	0,2	19,5	79	10	39

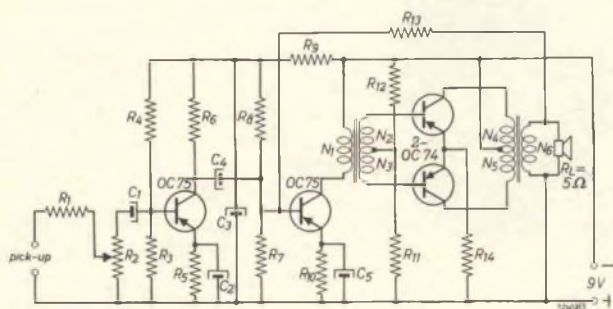


Fig. 1 - Schema di un amplificatore per giradischi a transistor con stadio finale in push-pull.

Da notare che gli avvolgimenti B e C dovranno essere avvolti bifilarmente e che per tutti gli avvolgimenti dovrà essere impiegato del filo di rame smaltato. La resistenza di ingresso risulterà di 230 Ω e l'induttanza del primario 4,4 H, con tensione al primario di 5 V_{eff}. Con una frequenza uguale a 50 Hz la corrente che circola nel primario è di 5,8 mA c.c.

Le dimensioni del nucleo dovranno essere di 40 x 32 x 16 mm. I lamierini del tipo SiFe

2,6 (composizione 0,8-2,3% Si, il resto Fe).

In figura 2 le frecce stanno ad indicare l'inizio dell'avvolgimento.

L'isolamento fra gli avvolgi-

menti dovrà essere realizzato con della carta avente lo spessore di 15 μ .

I dati per la costruzione dell'avvolgimento relativo al trasformatore di uscita sono invece i seguenti:

Avvolg.	Numero di spire	Diametro del filo (mm)	Largh. dell'av. (mm)	Spire per strato	Numero di strati
A	96	0,35	19,5	48	2
B	52	0,6	19,5	26	2
C	96	0,35	19,5	48	2
D	96	0,35	19,5	48	2
E	52	0,6	19,5	26	2
F	96	0,35	19,5	48	2

Anche in questo caso tutti gli avvolgimenti, di cui alla figura 3, dovranno essere effettuati in filo di rame smaltato.

La resistenza in corrente continua degli avvolgimenti $A + F = C + D = 1,95 \Omega$ la resistenza, sempre in corrente continua, di $B + E$ è uguale a $0,5 \Omega$.

L'induttanza del primario, con tensione di 1 V_{eff} e frequenza di 50 Hz, è di 0,39 H.

La composizione del nucleo deve essere identica al tra-

sformatore pilota. Anche in questo caso per effettuare l'isolamento si userà della carta avente lo spessore di 15 μ .

Fig. COLOMBO N. - Torino Oscilloscopio a due raggi economico

Esistono in commercio alcuni tipi di oscilloscopi a due raggi il cui prezzo è sotto



Fig. 5 - Il più piccolo ed economico oscilloscopio a due raggi, il modello D51 della Telequipment (Silverstar).

il mezzo milione, comunque fra i tipi della Silverstar, da Lei citata, si annoverano i seguenti due:

Modello D54, che è l'equivalente a doppia traccia del notissimo S54A, e come questo completamente transistorizzato e con stadi di ingresso con transistori FET.

La banda passante è di 10 MHz con una sensibilità massima di 10 mV/cm (minimo 125 V/cm) e precisione di taratura $\pm 5\%$ (figura 4). La base dei tempi può essere variata da 40 ns/cm a 5 s/cm, tramite un commutatore a ben 22 posizioni. Un regolatore continuo permette l'interpolarizzazione fra gli scatti.

L'azionamento della base dei tempi, cioè del trigger, è stato ottenuto mediante un circuito molto elastico, con selettore di livello, pendenza, integratore per segnali TV composti e sincronizzatore di alta frequenza. Il prezzo di listino si aggira sulle 440.000 lire (S54A = 349.000 lire).

Il modello D51 (figura 5) rappresenta invece il più piccolo ed economico oscilloscopio a due raggi esistente ed è da

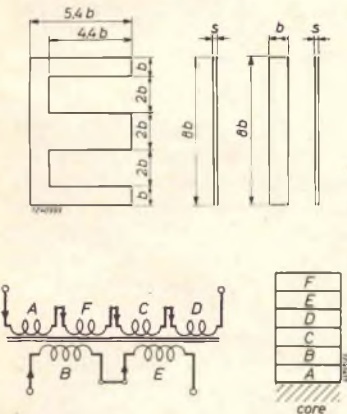


Fig. 3 - Dati costruttivi relativi al trasformatore d'uscita del circuito di fig. 1.



Fig. 4 - Oscilloscopio Telequipment (Silverstar) a doppia traccia completamente transistorizzato.

considerare l'equivalente a due raggi dell'oscilloscopio S51B.

La banda passante è di 6 MHz per un canale e di 3 MHz per l'altro, con una sensibilità di misura di 100 mV/cm ed una precisione di taratura di tensione di $\pm 5\%$. Per il canale 1 si può ottenere una sensibilità massima di 10 mV/cm in una banda di 2 MHz.

La base dei tempi può essere variata da 1 μ s/cm a 1 s/cm ed essere espansa da un rapporto di 1 a 2.

Essa è provvista di un trigger con selettore a livello e di pendenza, e di integratore per segnali TV compositi.

Il prezzo di listino è di lire 275.000 (S51B = 179.000).

Sig. CARMINATI G.
Firenze

Televisore portatile, a transistori, da 5"

Esistono in commercio dei televisori portatili a transistori il cui schermo è, come lei richiede, di 5" (cioè circa 13 cm).

Fra questi le consigliamo l'acquisto del modello della SONY TV-500 UET, che potrà trovare presso le sedi della G.B.C. ZZ/9200-00, il quale oltre a delle caratteristiche tecniche molto elevate, possiede una linea molto elegante come può osservare dalla fotografia riporta in figura 6.

Si tratta di un televisore completamente transistorizzato il cui circuito comprende ben 23 transistori, 12 diodi ed un termistore e che consente la ricezione di tutti i canali italiani TV, VHF e UHF.

Il cinescopio è del tipo ad accensione immediata. L'alimentazione può essere effettuata tanto sulla rete elettrica a 220 Vc.a., quando mediante batterie, compresa quella dell'auto, a 12 V.



Fig. 6 - Televisore portatile per VHF/UHF della SONY (G.B.C.) modello TV-500 UET a 23 transistori, 12 diodi e 1 termistore alimentazione: 220 Vc.a. e 12 Vc.c.

È prevista una presa per il registratore, una per l'auricolare, ed altre due prese per il collegamento ad antenne esterne UHF e VHF con impedenza a 75 Ω .

Le dimensioni sono di 207 x 143 x 220 mm ed il peso di 4.300 g.

Sig. MARIANI G. - Como
Bongo elettronico

Esistono effettivamente degli apparecchi elettronici che consentono di imitare i suoni emessi dagli strumenti musicali a percussione.

Fra questi le consigliamo di

realizzare il circuito illustrato in figura 7, il cui materiale viene fornito, sotto forma di scatola di montaggio, dalla G.B.C. (UK 95).

Questo generatore imita perfettamente i suoni da lei desiderati ed è possibile collegarlo a qualsiasi amplificatore munito di uno o più altoparlanti. Pertanto un apparecchio del genere è da ritenere ideale per essere impiegato in un complesso musicale che dispone di un amplificatore per chitarra elettrica.

La scatola di montaggio UK 95 contiene tutti i componenti necessari alla costruzione e le istruzioni, comprensive della riproduzione fotografica e serigrafica del circuito montato.

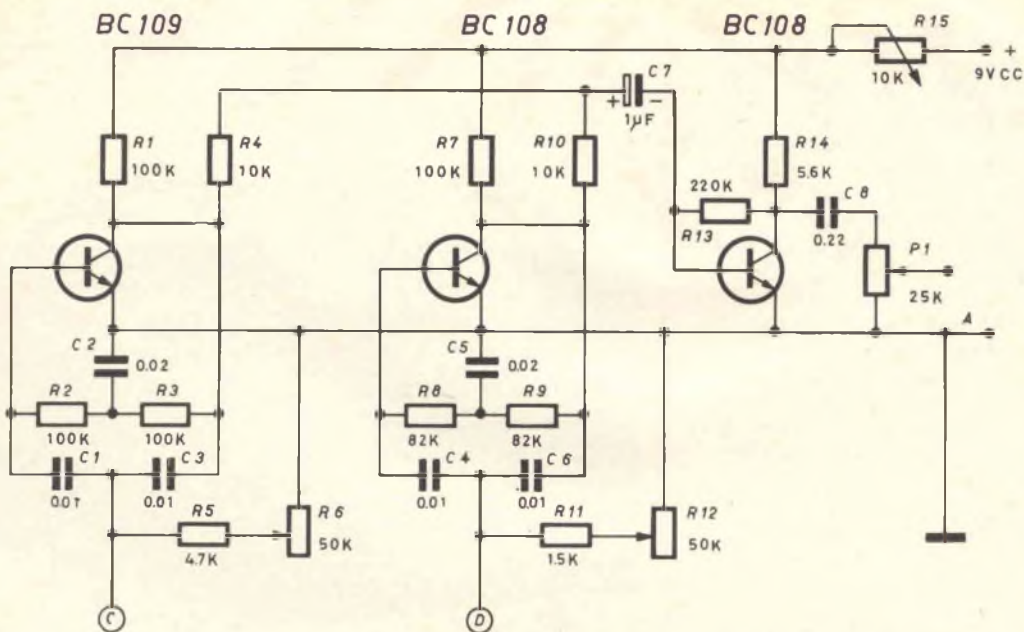


Fig. 7 - Circuito elettrico del Bongo elettronico UK 95 (G.B.C.) per l'imitazione del bongo, dei timpani, del gong, ecc.

Fig. BOERO N. - Genova
Trasmissione per radio-
facsimile delle carte
meteorologiche

Le trasmissioni in radio facsimile, agli orari sotto elen-

cati, sono effettuate dalla stazione RT di Roma sulle seguenti frequenze simultanee: kHz 3412 Roma IMB 51 dalle ore 0000 alle ore 2400 GMT kHz 8146, Roma IMB 55 dalle ore 0000 alle ore 2400 GMT

kHz 13600 Roma IMB 56 dalle ore 0800 alle ore 2000 GMT Potenza delle stazioni 5 kW, variazioni della frequenza Hz ± 400 . Le caratteristiche delle (carte trasmesse (A, B, D) sono le seguenti:

- A - proiezione stereografica polare, scala 1:15.000.000 a 60°, formato 43,5 x 27,3 cm, compresa tra i seguenti punti: 62° N, 35° W - 41° N, 63° E - 21° N, 43° E, 31° N, 15° W.
- B - proiezione stereografica polare, scala 1:10.000.000 a 60° formato 50 x 44 cm, compresa tra i seguenti punti: 62° N, 26° W - 50° N, 58° E, 23° N, 31° E, 28° N, 08° W.
- D - proiezione stereografica polare, scala 1:23.500.000 a 60°, formato 43 x 28 cm, compresa tra i seguenti punti: 42° N, 78° W - 36° N, 80° E, 15° N, 34° W, 12° N, 38° E.

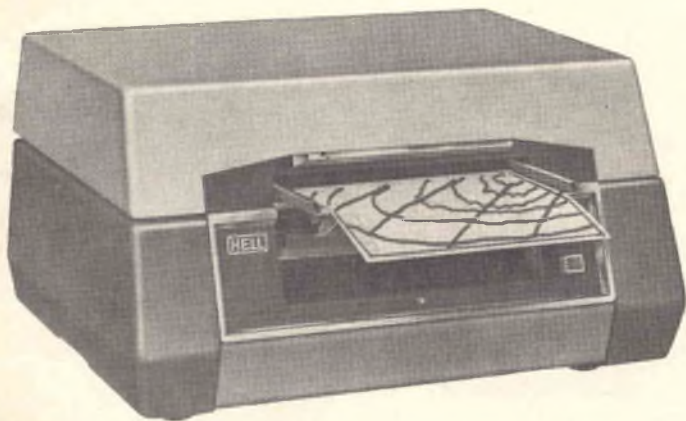


Fig. 8 - Apparecchio di facsimile Hell per la riproduzione via radio delle carte meteorologiche.

Ore di trasmissione GMT	Carta	Velocità di rotazione del cilindro indice coop.	Genere dell'informazione
0005-0025	B	120/576	tempo significativo previsto per ore 0600
0440-0450	A	120/576	analisi in superficie
0605-0625	B	120/576	tempo significativo previsto per le ore 1200
1010-1020	D	120/576	previsioni numeriche superficie
1040-1050	A	120/576	analisi in superficie
1053-1103	—	120/576	testo in chiaro
1205-1225	B	120/576	tempo significativo previsto per le ore 1800
1640-1650	A	120/576	analisi di superficie
1805-1825	B	120/576	tempo significativo previsto per le ore 000
2040-2050	A	120/576	analisi di superficie
2250-2305	—	120/576	testo in chiaro

Sig. MELZI G. - Milano
Autoradio RA 107-messa a punto

La messa a punto del ricevitore Autovox RA 107 è risultata completamente errata per il semplice fatto che Lei ha effettuato la taratura del circuito di media frequenza sulla frequenza di 470 kHz, mentre l'esatto valore della stessa è di 262 kHz. Tenga presente che per eseguire tale operazione deve comportarsi nel modo seguente:

a) collegare il generatore di

segnale AM, sintonizzato sulla frequenza di 262 kHz, modulata al 30% con 400 Hz, alla griglia pilota dalla V2, 12AD6, cioè al piedino 7, mediante un condensatore da 0,1 μ F.

b) regolare per la massima uscita il nucleo del secondario (avvol. inferiore) e del primario della seconda media frequenza (T2), il nucleo del secondario (avvolgimento inferiore) e del primario della prima media frequenza (T1), diminuendo il segnale d'in-

gresso ogni qualvolta l'uscita superi 0,5 W.

c) ripetere le operazioni di cui sopra fino ad ottenere il perfetto allineamento (fig. 9). Per allineare i circuiti a radio frequenza in primo luogo è necessario assicurarsi che i supporti degli avvolgimenti di sintonia, antenna L₂, oscillatore L₄₋₅ ed intervalvolare L₃, si trovino nella posizione indicata in figura 10 e che i nuclei siano completamente estratti, eseguire quindi le operazioni della tabella riportata nella pagina seguente.

Per mettere a punto il transistor in modo che sia polarizzato regolarmente, prima di accendere l'apparecchio è necessario assicurarsi che il reostato « r » di figura 11, sia completamente ruotato nel senso antiorario. Si tratta di un accorgimento molto importante al fine di non com-

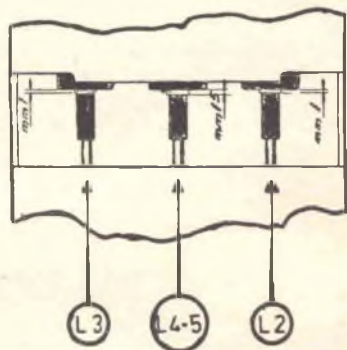


Fig. 10 - Avvolgimenti L2, L3, L4 e L5 del ricevitore RA 107

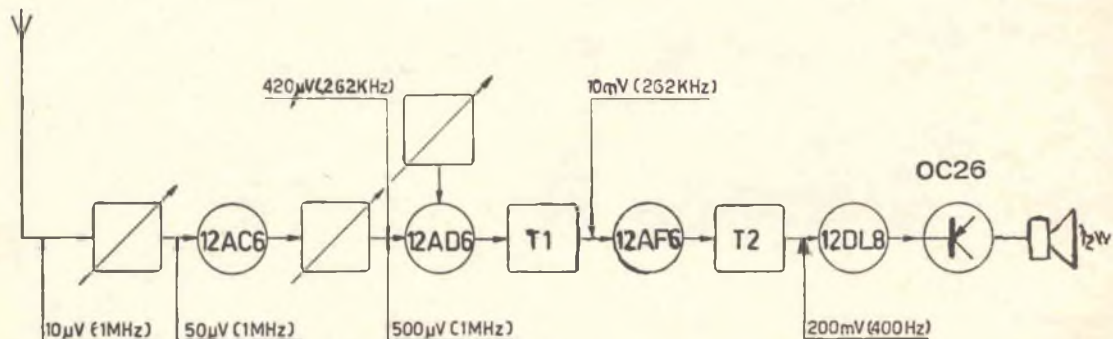


Fig. 9 - Taratura dei circuiti di media frequenza e radio frequenza del ricevitore RA 107.

Operaz.	Collegare il generatore di segnali	Frequenza generatore segnali	Posizione del carrello (*)	Regolare per la massima uscita
1	Al piedino 7 della valvola 12AD6	1600 kHz	Fondo corsa nuclei estratti	Compensatore C7
2	Al piedino 7 della valvola 12AD6	520 kHz	Fondo corsa nuclei introdotti	Introdurre il nucleo dello avvolg. L4
3	Ripetere le operazioni 1 e 2 con accuratezza fino al perfetto allineamento			
4	All'antenna fittizia con cavo innestato nella presa di antenna dell'apparecchio	1550 kHz	In sintonia	Compensatori C5 e C1
5	All'antenna fittizia con cavo innestato nella presa di antenna dell'apparecchio	700 kHz	In sintonia	I nuclei degli avvolgimenti L3 e L2
6	Ripetere le operazioni 4 e 5 con accuratezza fino al perfetto allineamento			

(*) La corsa del carrello deve essere di 26 mm. Tale corsa si ottiene facendo riferimento alle apposite tacche impresse lateralmente sulla tastiera in corrispondenza delle asole di guida del carrello.

promettere il funzionamento del transistor.

Dopo occorre staccare il collegamento dell'emettitore « e » ed inserire in serie un amperometro da 1 A, fs. La resistenza interna dello stru-

mento dovrà essere inferiore a $0,1 \Omega$. Non disponendo di uno strumento avente tale resistenza è necessario smontare ed isolare dallo chassis la piastra di raffreddamento, mantenendo il transistor fis-

sato ad essa, e con l'emettitore e la base collegati al circuito. Inserire quindi lo strumento a disposizione tra lo chassis ed il collettore (o la piastra) regolando il reostato « r » per una corrente di 440 mA.

Dopo aver acceso il ricevitore regolare il reostato « r » fino a leggere 400 mA sullo strumento e bloccare con vernice il cursore del reostato nella posizione ottenuta.

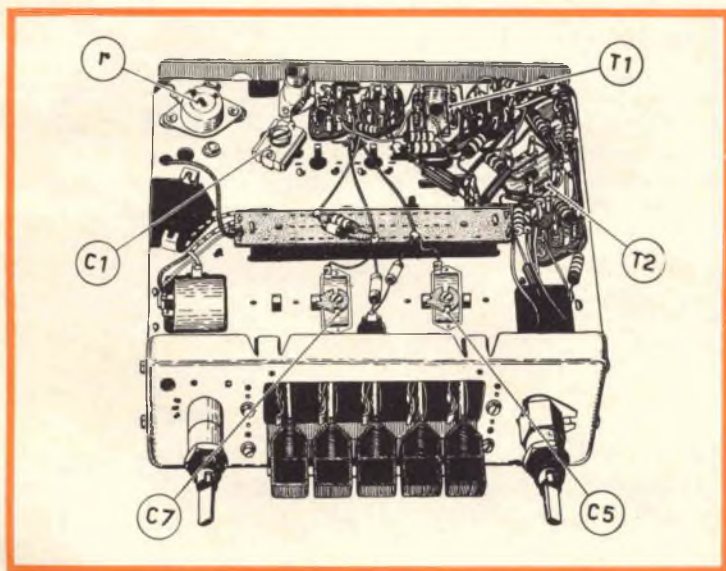


Fig. 11 - Telaio relativo al ricevitore RA 107, e posizione del potenziometro « r ».

Sig. MANFREDI G. - Livorno
Ondametro per la gamma
4000-5000 MHz a valvole

L'apparecchiatura della quale ci richiede lo schema elettrico ha un carattere strettamente professionale e la sua costruzione è del tutto scongiabile ad un tecnico dilettante, anche per il fatto che la sua messa a punto richiede un'attrezzatura ad altissimo livello tecnico. In figura 12 riportiamo, a semplice titolo di esempio, lo schema di un misuratore di frequenza per

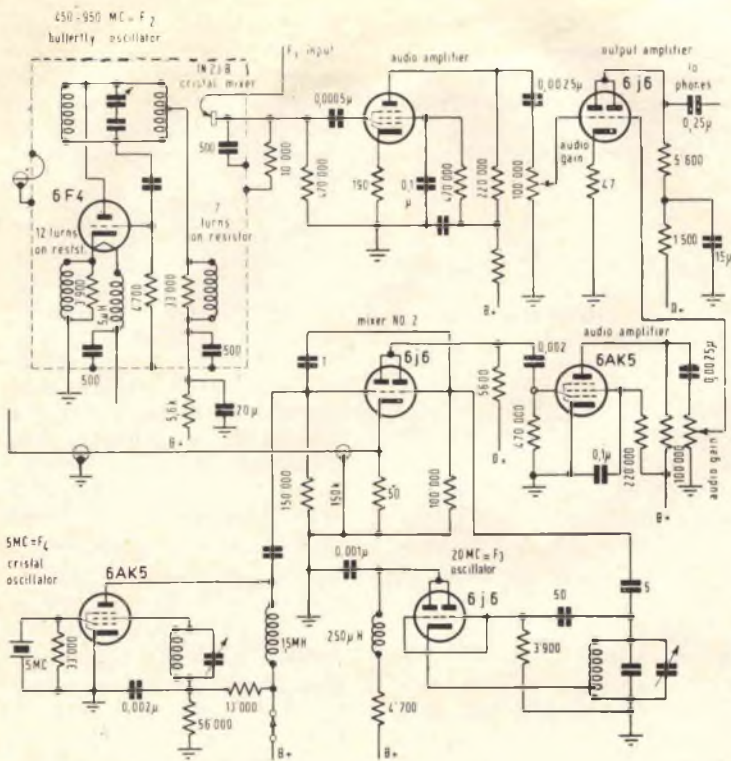


Fig. 12 - Schema elettrico di misuratore di frequenza per SHF.

SHF, del tipo ad eterodina, realizzato da Carson D. Jeffries, e descritto in un articolo in lingua inglese intitolato: «Description of portable instrument than can be used in the range 450 - 10.000 MHz, with a maximum error not exceeding 0,05 percent.

Di questo articolo siamo in possesso di un'unica foto copia che potremo farle pervenire dietro invio dell'importo di lire 4.000.

Il circuito in questione, realizzato da F. David e J. Gourse, della suddetta società, dimostra quali siano le possibilità che hanno i circuiti a componenti concentrati, che

sfruttano le recenti tecniche microelettroniche, fino a delle frequenze che superano il gigahertz; un campo che fino a poco tempo fa era ritenuto precluso ai circuiti con componenti concentrati convenzionali.

Le massime dimensioni lineari ammissibili per i componenti concentrati alla frequenza del gigahertz sono dell'ordine del millimetro, dato che è necessario che detti componenti siano più corti di 1/100 della lunghezza d'onda. I moderni circuiti a strati sottili sono in grado di rispettare queste minime dimensioni di modo che si possono ottenere le seguenti condizioni: resistori che presentano una gamma di resistenza da 4 a 400.000Ω, condensatori con gamma di capacità da 0,05 a 125 pF, per tensioni nominali di 60 V, induttanze costruite con spire piatte per una gamma da 0,2 fino a 125 nH con un Q = 20.

Il circuito realizzato dalla Westinghouse consiste in un amplificatore a due stadi a transistori del tipo T1 2 N 3570 (senza incapsulamento). Questo amplificatore in pratica può essere considerato come una semplice estensione nel campo delle microonde delle

Fig. GIRONE I. - Firenze
Circuito microonde a transistori

In una pubblicazione della Westinghouse abbiamo trovato, per caso, uno schema che molto probabilmente sarà della massima utilità per risolvere il suo problema.

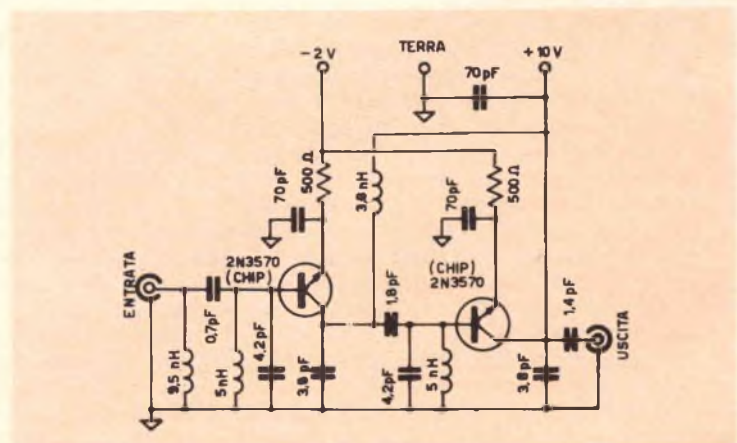


Fig. 13 - Schema elettrico di un amplificatore RF a due stadi per la frequenza di 1 GHz.



Fig. 14 - Piastrina dei componenti passivi dell'amplificatore.

stesse tecniche che sono impiegate per le frequenze notevolmente più basse.

La piastrina su cui sono stati realizzati gli elementi passivi visibile in figura 13 misura 10,2 x 5,1 x 0,5 mm.

I due transistori, nudi, sono collegati mediante i loro terminali per termocompressione alla piastrina. L'amplificatore completo è poi stato collocato in un contenitore di ottone.

Il volume complessivo occupato è di 1,3 cm³.

Le prestazioni caratteristiche

dell'amplificatore sono: frequenza centrale 987 MHz, ampiezza di banda 40 MHz, guadagno 10 dB, dissipazione di 120 mW per entrata di 1 mW senza saturazione.

Sig. CARBONI G. - Genova

Servizio meteorar sulle VHF

Effettivamente per attuare una maggiore diffusione delle notizie meteorologiche, che sono fondamentali per la sicurezza della navigazione da diporto, attualmente anche in Italia, in notevole e costante sviluppo, le stazioni costiere di Genova, Livorno, Napoli, Augusta, Palermo, Venezia e Trieste emettono i bollettini che sono irradiati sulle onde corte an-

che nella gamma delle VHF allo scopo di consentire una sicura ricezione anche alle imbarcazioni che si trovino nelle vicinanze della stazione che esegue la trasmissione.

La trasmissione viene effettuata sulla frequenza di 161,85 MHz (canale 25) dopo un breve preavviso sulla frequenza di 156,8 MHz (canale 16).

Prossimamente questo genere di diffusione delle notizie meteorologiche sarà esteso a tutte le stazioni costiere che effettuano servizio in radiotelegrafia e che attualmente sono le seguenti: Alto Tirreno: Genova e Livorno; Medio Tirreno: Cagliari, Civitavecchia e Napoli; Basso Tirreno: Palermo, Messina; Basso Adriatico e Jonio: Crotona e Bari; Medio Adriatico: Ancona; Alto Adriatico: Venezia, Trieste e Ancona.

Vendevano « transistor » contraffacendo il marchio

I carabinieri del Nucleo investigativo hanno denunciato a piede libero alla Magistratura sette persone che hanno messo in commercio prodotti elettronici col marchio di una grande e conosciuta società.

Si tratta di Modesta Alessandra Bertolatto, di 41 anni, residente a Torino, in via Avigliana 45, dove allo stesso indirizzo figura titolare della ditta Firet; Domenico Alessio, di 42 anni, dipendente della ditta Firet; Armando Tardivello, di 26 anni, residente a Bergamo, in via Generosa 52, titolare della ditta Zetal Elettronica, di Cassina de' Pecchi a Milano; Adriana Alberini, di 41 anni, residente a Brescia, in via Pisacane 5, titolare della ditta Nord Elettronica, con sede a Milano in via Boccaccio 5; Piero Fiorito, di 47 anni, abitante in via Alzaia Naviglio Grande 10 a Milano, impiegato della Nord Elettronica; Salvatore Gaballo, di 47 anni, di Milano, titolare della ditta Fact con sede a Milano in viale Martini 9; e Antonio Melanzaro, di 34 anni, di Milano, corso Lodi 59, impiegato della Fact.

Tutti costoro, secondo l'accusa, sono « responsabili in vario concorso fra loro di contraffazione, alterazione e uso di segni distintivi di prodotti industriali; frode in commercio e vendita di prodotti industriali con segni mendaci; per avere alcuni di essi contraffatto ed altri messo in commercio transistori della ditta Sgs di Agrate Brianza senza che questi avessero i requisiti di quelli messi in vendita dalla Sgs ».

L'inchiesta aveva preso avvio tempo fa, quando i dirigenti della ditta di Agrate Brianza, dopo aver constatato che erano stati posti in commercio dei transistori col marchio Sgs, si erano rivolti ai carabinieri per far presente che quel prodotto non era stato fabbricato dalla loro azienda; ovviamente i transistori erano venduti ad un prezzo inferiore.

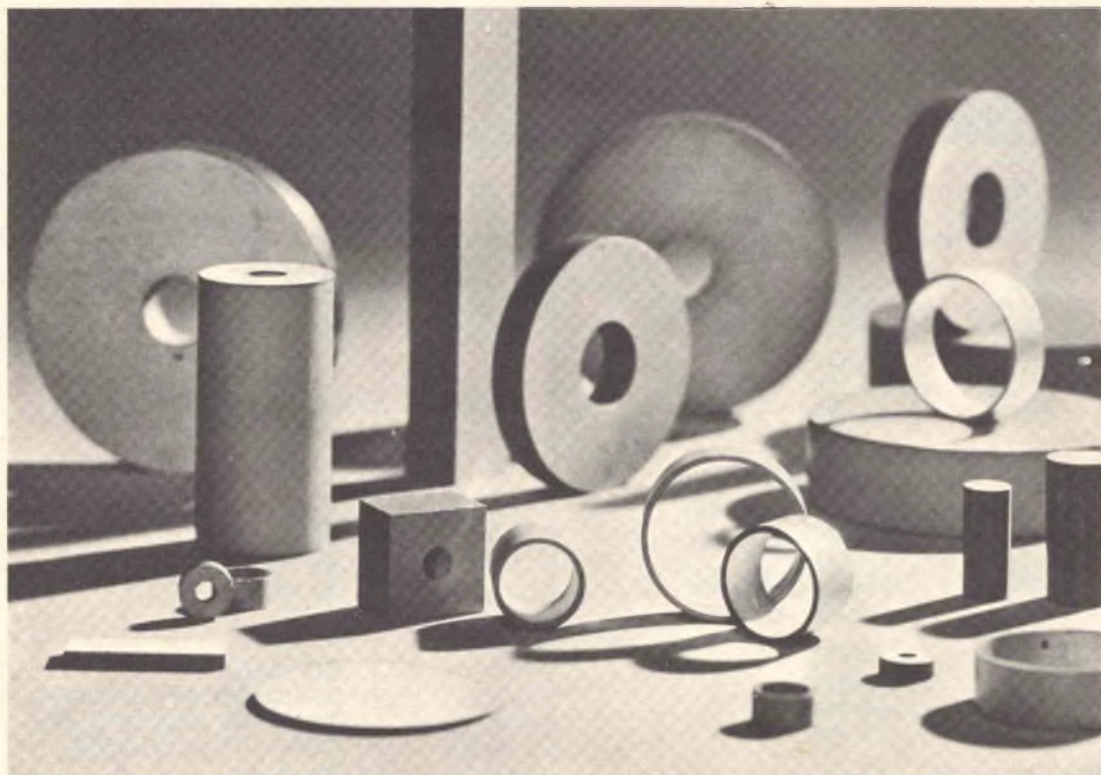
L'indagine dei carabinieri ha potuto stabilire che le sette persone ora denunciate acquistavano dei transistori di qualità scadente e vi imprimevano poi il marchio della Sgs.

(da « La stampa », 2-9-1970)

Le ceramiche piezoelettriche
PIEZOXIDE (PXE)

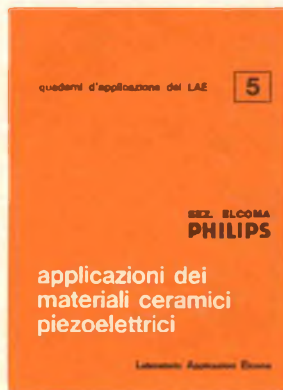
vengono attualmente impiegate in grandi quantità per realizzare trasduttori elettrici. Per trasduttore elettrico si intende un dispositivo capace di convertire una qualsiasi grandezza fisica in una corrispondente grandezza elettrica o viceversa in modo tale che fra le due esista una relazione matematica

nota. Le ceramiche con caratteristiche piezoelettriche vengono però fabbricate e fornite in forme geometricamente semplici (dischi, anelli, cilindri, ecc.) con i "terminali elettrici" rappresentati semplicemente da due facce argentate. Per essere utilizzate come trasduttori esse richiedono quindi un ulteriore notevole lavoro di adattamento basato su una seria e profonda conoscenza delle caratteristiche di questi materiali.



È ora uscito il "Quaderno d'applicazione" nel quale si trovano tutti i dati necessari e sufficienti per realizzare dai materiali piezoelettrici, trasduttori elettrici di qualsiasi tipo.

Questo quaderno di applicazione è in vendita al prezzo di L. 2.000 e può essere richiesto alla "Biblioteca Tecnica Philips" Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano



PHILIPS s.p.a.
 Sez. ELCOMA
 Rep. Componenti passivi
 Piazza IV Novembre, 3
 20124 Milano - Tel. 6994

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori proseguiamo la pubblicazione di alcune equivalenze di diodi, transistor e circuiti integrati Siemens.

La loro classificazione è stata fatta in ordine numerico.

DIODI

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
1 N 34	(AA 118)	1 N 90	(RL 34+) (AA 113)
1 N 34 A	AA 118	1 N 96	AAY 28
1 N 36	AA 119	1 N 97	AA 118
1 N 38	AA 118		
1 N 38 A	AA 118	1 N 116	AA 118
1 N 38 B	AA 118	1 N 127	(AA 117)
		1 N 132	(AA 116)
1 N 40	(AA 116)	1 N 142	AA 118
1 N 41	(4x AA 116)	1 N 147 A	(RL 42)
1 N 43	(RL 34+) (AA 113)	1 N 154 A	(AA 118)
1 N 44	(AA 117)	1 N 189	AA 118
1 N 45	(AA 117)	1 N 189 A	AA 118
1 N 46	(RL 34+) (AA 113)	1 N 191	AA 117
1 N 48	AA 117	1 N 198	AA 118
1 N 52	AA 118	1 N 226	BZY 83/C11
1 N 54 A	(AA 118)	1 N 227	BZY 83/C12, BZY 83/C13V5
1 N 57	(AA 118)	1 N 228	BZY 83/C15, BZY 83/C16V5
1 N 58	AA 118	1 N 229	BZY 83/C18, BZY 83/C20
		1 N 290	AA 118
1 N 60	AA 119	1 N 429	(BZY 83/C6V2)
1 N 63	AA 118	1 N 430	(BZY 83/C8V2)
1 N 65	AA 117	1 N 464	(BAY 46)
1 N 66	(RL 34+) (AA 113)	1 N 468	(BZY 83/D4V7)
1 N 66 A	(RL 34+) (AA 113)	1 N 470	(BZY 83/C6V8)
1 N 67	AA 118	1 N 473	(BZY 83/D4V7)
1 N 67 A	AA 118	1 N 474	(BZY 83/D5V6)
1 N 69	(AA 118)	1 N 475	(BZY 83/C6V8)
		1 N 476	(RL 43+) AA 117
1 N 70	AA 117	1 N 477	(RL 43+) AA 117
1 N 70 A	AA 117	1 N 478	(RL 44+) AA 118
1 N 75	AA 118	1 N 479	(RL 44+) AA 118
1 N 81	(AA 118)	1 N 482 A	BA 105
1 N 88	(AA 118)	1 N 484 A	BAY 45
1 N 89	AA 117		

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
1 N 541	(RL 32+) AA 119	1 N 1315	(BZY 83/C12, BZY 83/C13V5)
1 N 542	(RL 232+) AA 119	1 N 1316	BZY 83/C15, BZY 83/C16V5
1 N 617	AA 117	1 N 1317	BZY 83/C18, BZY 83/C20
1 N 618	AA 118	1 N 1929	(BZY 85/D5V6)
1 N 646	BA 105	1 N 1983	(BZX 55/D5V6)
1 N 659	BAY 98		(BZY 85/D5V6)
1 N 660	BAY 98		(BZX 55/D5V6)
1 N 663	BAY 98		
1 N 684	(BA 133)	1 N 2617	BY 250
1 N 695 A	(AAV 27)	1 N 3604	BAY 63
1 N 705	(BZY 85/D4V7)	1 N 3712	TU 10/1
1 N 706	(BZY 85/D5D6)	1 N 3714	TU 11/1
1 N 707	(BZX 55/D5V6)	1 N 3716	TU 12/1
	(BZY 85/C6V8)	1 N 3718	TU 13/1
	(BZX 55/C6V8)	1 N 3720	TU 14/1
1 N 708	(BZY 85/D5V6)		
	(BZX 55/D5V6)	1 N 4009	BAY 60
1 N 709	BZY 85/C6V2	1 N 4105	BZY 85/C11
	BZX 55/C6V2	1 N 4154	(BAY 60)
1 N 710	BZX 55/D6V8	1 S 7051 A	BZY 85/C5V1
1 N 711	BZY 85/C7V5, BZX 55/C7V5	1 S 7056 A	BZY 85/C5V6, BZX 55/C5V6
1 N 712	BZY 85/C8V2, BZX 55/C8V2	1 S 7062 B	BZY 85/C6V2, BZX 55/C6V2
1 N 713	(BZY 85/C9V1)	1 S 7068 A	BZY 85/C6V8, BZX 55/C6V8
	(BZX 55/C9V1)	1 S 7082 A	BZY 85/D8V2, BZX 55/D8V8
1 N 714	BZY 85/C10	AA 111	AA 119
1 N 714 A	BZY 85/C10	2xAA 111	AA 119 gep.
1 N 715	BZY 83/C11	AA 112	AA 116
1 N 715 A	(BZY 83/C11)	2xAA 112	AA 116 gep.
1 N 716	(BZY 85/C11, BZY 85/C12)	AA 113	AA 113
1 N 716 A	BZY 85/C12	2xAA 113	AA 113 gep.
1 N 717	(BZY 85/C12, BZY 85/ C13V5)	AA 116	AA 116
1 N 718	BZY 85/C15	AA 117	AA 117
1 N 718 A	(BZY 85/C15)	AA 118	AA 118
1 N 719	(BZY 85/C16V5)	AA 119	AA 119
1 N 719 A	BZY 85/C16V5, BZY 85/D15	2xAA 119	AA 119 gep.
1 N 720	BZY 85/C18, BZY 85/D18	AA 131	AA 116
1 N 721	(BZY 85/C20)	AA 132	AA 118
1 N 722	(BZY 85/D22)	AA 133	(AA 118)
1 N 751	BZY 85/C5V1	AE 100	(TU 9+) (TU 10/1)
1 N 752 A	BZY 85/C5V6, BZX 55/C5V6	AE 101	(TU 7+) (TU 10/1)
1 N 753	BZY 85/C6V2, BZX 55/C6V2	AAV 21	AAV 27
1 N 756 A	BZY 85/C8V2, BZX 55/C8V2	AAV 27	AAV 27
		AAV 28	AAV 28
1 N 816	(BZY 85/D1+)	AAZ 10	AAV 27
	(BZX 55/C0V8)	AAZ 14	(AAV 43)
1 N 823	BZY 85/C6V2, BZX 55/C6V2	OAZ 200	(BZY 83/C5V1)
1 N 825	BZX 55/C6V2	OAZ 201	BZY 83/C5V6
1 N 827	BZY 55/C6V2	OAZ 202	(BZY 83/G6V2)
1 N 903	BAY 63	OAZ 203	(BZY 83/C6V2, BZY 83/C6V8)
1 N 967	BZY 85/C18		(BZY 83/C6V8)
(5, 10, 20%)	BZY 85/D18	OAZ 204	
1 N 1314	BZY 83/C11	OAZ 205	BZY 83/C7V5

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
OAZ 206	BZY 83/C8V2	OA 265	(RL 44+) AA 118
OAZ 207	BZY 83/C9V1	OA 266	(RL 44+) AA 118
OAZ 208	(BZY 83/C4V7, BZY 83/D4V7)	OA 357	AA 116
OAZ 209	BZY 83/D5V6	OA 358	AAY 27
OAZ 210	BZY 83/D6V8, BZY 83/C5V2	OA 359	AAY 27
OAZ 211	(BZY 83/C6V8, BZY 83/C7V5 BZY 83/C8V2)	OA 361	AA 117
OAZ 212	(BZY 83/C8V2, BZY 83/C9V1 BZY 83/C10)	OA 366	(AA 118)
OAZ 213	(BZY 83/C11, BZY 83/C12 BZY 83/C13V5, BZY 83/ C15)	OY 100	BY 250
OAZ 242	BZY 83/D5V6	OY 101	BY 250
OAZ 243	(BZY 83/C6V2)	OY 102	BY 116
OAZ 244	BZY 83/C6V8	OY 5067	BY 250
OAZ 245	BZY 83/C7V5	BA 100	BA 127
OAZ 246	BZY 83/D8V2	BA 101	(BA 138)
OAZ 247	BZY 83/C9V1	BA 102	(BA 138) BB 103
OA 70	(RL 41+) AA 116	BA 103	BA 103
OA 72	(RL 32+) AA 119	BA 104	BA 104
2xOA 72	(RL 232+) AA 119 gep.	BA 105	BA 105
OA 79	AA 113	BA 108	BA 108
2xOA 79	(RL 232+) AA 113 gep.	BA 109	(BA 120+)
OA 81	(RL 43+) AA 117	BA 110	(BA 120+)
OA 85	AAY 28 (AA 118)	BA 111	(BA 119+)
2xOA 85	(RL 247+) AA 118 gep.	BA 112	—
OA 90	AA 116	BA 114	BA 117
OA 91	AA 117	BA 117	(BA 103) BA 117
OA 92	AA 119	BA 119	(BA 119+)
OA 95	AA 118	BA 120	BA 138
2xOA 95	AA 118 gep.	BA 121	(BA 120+)
OA 127	BAY 44	BA 124	(BA 119+)
OA 128	BAY 44	BA 127	BA 127
OA 129	(BAY 45)	BA 130	(BAY 60)
OA 130	BAY 45	BA 131	(BA 131+)
OA 131	BAY 46	BA 132	(BA 132+)
OA 132	BAY 46	BA 133	BA 133
OA 150	(RL 43+) AA 117	BA 136	BA 136
OA 154	AA 118	BA 137	BA 137
OA 160	(RL 41+) AA 116	BA 138	BA 138, BB 105
2xOA 161	(RL 247+) AA 118 gep.	BA 139	BA 139, BB 105
2xOA 172	(RL 232+) AA 119 gep.	BA 140	BA 140
OA 174	(RL 34+) AA 113	BA 141	BA 139, BB 105
OA 200	BAY 44	BA 142	BA 139, BB 105
OA 202	BAY 45	BA 147	BA 127
OA 210	BY 116	BA 149	(BA 139)
OA 211	BY 250	BAY 17	BAY 44
OA 214	BY 250	BAY 18	BAY 44
OA 257	(AAY 22) +	BAY 19	BAY 45
OA 258	GD 86 E	BAY 20	BAY 45
OA 259	GD 86 E	BAY 21	BAY 46
OA 261	(RL 43+) AA 117	BAY 31	BAY 60
		BAY 32	BAY 98
		BAY 33	BAY 98

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
BAY 36	BAY 60	BY 143	BY 116
BAY 38	(BAY 63)	BY 242	BY 250
BAY 39	(BAY 43)	BY 1011	BY 250
BAY 41	BAY 41	BYY 60	BY 116
BAY 42	BAY 42	BYY 62	BY 250
BAY 43	BAY 43	BYX 10	(BA 133)
BAY 44	BAY 44	BZY 24	(BZY 83/C6V2)
BAY 45	BAY 45	BZY 25	(BZY 83/C8V2)
BAY 46	BAY 46	BZY 61	BZY 85/C7V5, BZX 55/C7V5
BAY 52	(BAY 99)	BZY 63	BZY 85/C9V1, BZX 55/C9V1
BAY 57	(BAY 57+)	A 4/10	AA 118
BAY 58	(BAY 58+)	A 5/2	AA 116
BAY 60	BAY 60	A 5/4	AA 116
BAY 63	BAY 63	A 5/5	AA 119
BAY 67	(BA 136)	A 5/6	(AA 118)
BAY 68	BAY 42	A 5/62	AA 115
BAY 69	BAY 43	A 5/105	(RL 233+) (AA 113) gep.
BAY 71	(BAY 63)	CG 64 H	AA 117
BAY 72	BAY 98	FD 100	BAY 43
BAY 73	(BAY 98)	FD 200	BAY 98
BAY 74	(BAY 41)	GD 1 E	(AA 28)
BAY 77	(BAY 57+)	GD 2 E	(AA 28)
BAY 83	BAY 98	GD 3 E	(AA 28)
BAY 86	BAY 44	GD 4 E	(AA 28)
BAY 87	(BAY 45)	GD 5 E	(AA 27)
BAY 88	(BAY 46)	GD 6 E	(AA 27)
BAY 89	(BA 133)	GD 7 E	(AA 55)
BAY 90	(BA 133)	GD 8 E	(AA 27)
BAY 93	BAY 60	GD 11 E	(AA 28)
BAY 94	(BAY 60)	GD 12 E	(AA 28)
BAY 95	(BAY 63)	GD 13 E	(AA 22+)
BAY 98	BAY 98	(GD 72 E 5+)	(GD 73 E 5+)
BAY 99	BAY 99	GD 73 E+	(AA 55)
BAX 13	(BAY 60)	GD 75 E	GD 75 E
BAX 16	(BAY 98)	GD 86 E	GD 86 E
BAX 20	BAY 60	GD 731	(AA 53)
BAX 21	BAY 99	GD 732	(AA 54)
BAX 22	BAY 98	GD 733	(AA 55)
BAX 79	BAY 43	GEX 23	(AA 113)
BY 100	BY 250	HS 2068	BZX 55/C6V8
BY 102	BY 250	HS 2075	BZY 85/C7V5, BZX 55/C7V5
BY 103	BY 250	HS 2120	BZY 85/C12
BY 104	BY 250	HS 2150	BZY 85/C15
BY 112	BY 250	HS 2180	BZY 85/C18
BY 113	BY 116	HS 2200	BZY 85/C20
BY 114	BY 116	KS 36 A	(BZY 83/C6V8)
BY 115	BY 116	KS 37 A	(BZY 83/C6V2)
BY 116	BY 143	KS 38 A	(BZY 83/C6V8)
BY 120	BY 116		
BY 121	BY 116		
BY 127	BY 142		
BY 133	BY 250		
BY 142	BY 250		

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
KS 40 A	BZY 83/C8V2	RL 203	(AAY 28 gep.)
KS 41 A	(BZY 83/C9V8)	RL 204	(AAY 28 gep.)
KS 44 A	(BZY 83/C12)	RL 205	(AAY 28 gep.)
KS 77 B	BZX 55/C9V1	RL 206	(AAY 28 gep.)
M 22	BAY 46	RL 207	(AAY 28 gep.)
MR 1 A	BZY 83/C6V2	RL 208	(AAY 28 gep.)
MR 56 H	BZX 55/C5V6	RL 209	(AAY 28 gep.)
MR 62 H	BZX 55/D6V8	RL 232	(AA 119 gep.)
MR 68 H	(BZX 55/C6V8)	RL 232 g	(AA 119 gep.)
MR 75 H	(BZX 55/C7V5)	RL 233	(AA 113 gep.)
MR 82 H	BZX 55/C8V2	RL 247 g	(AA 118 gep.)
MR 91 H	BZX 55/C9V1	RL 252	(AA 119 gep.)
MR 100 H	BZY 85/C10	RL 6/2/2	(AA 119)
QZ 15 T 5	BZY 85/C15	RL 6/2/10	(AA 119)
QZ 15 T 10	BZY 85/D15	RL 6/2/40	(AA 119)
RL 31 g	(AA 113)	RL 6/4/2	(AA 113)
RL 32 g	(AA 119)	RL 6/4/10	(AA 113)
RL 34 g	(AA 113)	RL 6/4/40	(AA 113)
RL 41 g	(AA 116)	RL 6/8/2	(AA 117)
RL 43 g	(AA 117)	RL 6/8/10	(AA 117)
RL 44 g	(AA 118)	RL 6/8/40	(AA 118)
RL 52	(AA 119)	S 32	BA 108
RL 53	(AA 117)	S 33	BA 108
RL 54	(AA 118)	S 34	BA 104
RL 101	(AA 116)	S 35	BA 105
RL 102	(AA 116)	S 36	BA 105
RL 103	(AA 113)	SD 2	(BA 103)
RL 104	(AA 119)	SD 4	(BA 103)
RL 105	(AA 119)	SD 5	(BA 105)
RL 106	(AA 119)	SD 6	(BA 108)
RL 107	(AAY 27)	SD 7	(BA 104)
RL 108	(AAY 28)	SD 8	(BA 108)
RL 109	(AAY 27)	SD 10	(BA 108)
RL 110	(AA 113)	SD 12	(BA 108)
RL 111	(AA 113)	SD 14	(BA 104)
RL 112	(AA 113)	SD 15	(BA 104)
RL 113	(AA 113)	SD 16	(BA 105)
RL 114	(AA 117)	SD 18	(BA 105)
RL 115	(AA 117)	SD 30	(BA 104)
RL 116	(AA 117)	SD 50	(BA 108)
RL 118	(AA 117)	SD 80	(BA 104)
RL 119	(AA 117)	SD 120	(BA 105)
RL 120	(AAY 28)	SD 200	(BA 105)
RL 121	(AA 118)	SFD 104	AA 116
RL 122	(AA 118)	SFD 105	AA 116
RL 131	(AA 119)	SFD 107	AA 116
RL 132	(AA 119)	SFD 108	AA 118
RL 133	(AA 116)	SFD 112	AA 116
RL 141	(AA 116)	SFD 121	(AAY 27)
RL 143	(AA 117)	SFR 164	BY 250
RL 201	(AAY 28 gep.)	SIS 12	BY 116
RL 202	(AAY 28 gep.)		

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
TF 5	(BPY 63)	1/4 M 15 Z	BZY 85/D15
TF 20	(BAY 44)	1/4 M 16 Z	BZY 85/C16V5
TF 22	(BAY 46)	1/4 M 17 Z	(BZY 85/C16V5)
Z 1	BZY 83/D1	1/4 M 18 Z	BZY 85/D18
Z 4	BZY 83/C5V1	1/4 M 19 Z	(BZY 85/D18, BZY 85/D20)
Z 5	BZY 83/C5V6	1/4 M 20 Z	BZY 85/C20
Z 6	(BZY 83/C6V8)	1/4 M 22 Z	BZY 85/D22
Z 7	BZY 83/C7V5	16 P 2	BAY 44 (BA 127)
Z 8	(BZY 83/C8V2)	34 P 4	(BAY 60)
Z 10	BZY 83/D10		
Z 12	BZY 83/D12	0112	BZY 83/C20
Z 15	BZY 83/D15	1005	BZY 83/D5V6
Z 18	BZY 83/D18	1006	BZY 83/D6V8
Z 22	BZY 83/D22	1008	BZY 83/D8V2
ZB 5,1	BZY 83/C5V1	1010	BZY 83/D10
ZB 9,1	BZY 83/C9V1	1012	BZY 83/D12
ZB 11	BZY 83/C11	1015	BZY 83/D15
ZF ...	BZY 85/C ...	1018	BZY 83/D18
ZG 1	BZY 85/D1 +, BZX 55/C0V8	1022	(BZY 83/D22)
1/4 M 4.7 AZ	BZY 85/D4V7	1104	BZY 83/D4V7, BZY 83/C4V7
1/4 M 5.1 AZ	BZY 85/C5V1	1105	BZY 83/D5V6, BZY 83/C5V6
1/4 M 5.6 AZ	BZY 85/D5V6, BZX 55/D5V6	1106	BZY 83/D6V8, BZY 83/C6V8
1/4 M 6.2 AZ	BZY 85/D6V2, BZX 55/C6V2	1107	BZY 83/C7V5
1/4 M 6.8 AZ	BZY 85/D6V8, BZX 55/C6V8	1108	BZY 83/D8V2, BZY 83/C8V2
1/4 M 7.5 Z	BZY 85/C7V5, BZX 55/C7V5	1109	BZY 83/C9V1
1/4 M 8.2 Z	BZY 85/D8V2, BZX 55/D8V2	1110	BZY 83/D10, BZY 83/C10
1/4 M 9.1 Z	BZY 85/C9V1, BZX 55/C9V1	1111	BZY 83/C11
1/4 M 10 Z	BZY 85/D10	1112	BZY 83/D12, BZY 83/C12
1/4 M 11 Z	BZY 85/C11	1113	BZY 83/C13V5
1/4 M 12 Z	BZY 85/D12	1115	BZY 83/D15, BZY 83/C15
1/4 M 13 Z	BZY 85/C13V5	1116	BZY 83/C16V5
1/4 M 14 Z	(BZY 85/C13V5)	1118	BZY 83/C20
		1122	BZY 83/D22, BZY 83/C22
		1124	BZY 83/C24V5

Per far fronte alla necessità di uno speciale addestramento di esperti in computer, si inizierà in ottobre ad Hilversum un corso sulle più moderne tecnologie elettro-niche.

Il corso ha carattere specialistico ed è rivolto a programmatori ed analisti di sistemi.

La prima parte, della durata di due anni e mezzo, sarà dedicata a 20 giovani. Quanti completeranno il corso con risultati positivi potranno essere impiegati nella preparazione di programmi, nella progettazione di elaboratori elettronici per impieghi particolari, oppure per la supervisione di grandi « sistemi » con apparecchiature periferiche connesse o di calcolatori per satelliti; è prevista inoltre la possibilità di inserimento nell'organizzazione commerciale.

CHEMTRONICS



TROL AID

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

g 85 LC/0440-00

g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

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

g 85 LC/0490-00

g 227 LC/0500-00

g 454 LC/0510-00

CONTACT KLEEN

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

g 227 LC/0620-00

NO-ARC

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

g 227 LC/0820-00



*linea***S**



VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

**FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.**

**27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA**

► SILENZIO Hi-Fi ◀

*L'ultima conquista nella registrazione ad alta fedeltà.
Perché Dynarange è il nastro magnetico a più basso rumore
di fondo, altamente fedele, di lunga durata e minor costo.*

SCOTCH DYNARANGE
meno rumore di fondo più fedeltà di suono



3M
3M MINNESOTA ITALIA