

# SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

# 12

LIRE  
500



AUSTRIA .....	Sc. 27.50
BELGIO .....	Fr. Bg. 51.50
DANIMARCA .....	Kr. D. 8
FRANCIA .....	Fr. Fr. 5
GERMANIA .....	D.M. 4
GRECIA .....	D.Z. 31.50
INGHILTERRA .....	Sh. 0.10
JUGOSLAVIA .....	Din. 13
LUSSEMB. ....	Fr. Bg. 51.50
MALTA .....	Sh. 0.10
NORVEGIA .....	Kr. N. 7.50
OLANDA .....	Fol. 4
POLONIA .....	Zloty 125
PORTOGALLO .....	Esc. 30
SPAGNA .....	Pts. 73.50
SVIZZERA .....	Fr. S. 4.50
TURCHIA .....	L.T. 10

dicembre / gennaio 1968-69

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70



# Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

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

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

## 10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

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

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

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello «Amperclamp» per Corrente Alternata:

Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.

Prova transistori e prova diodi modello «Transtest» 662 I.C.E.

Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.

Volt - ohmetro a Transistori di altissima sensibilità.

Sonda a puntale per prova temperature da -30 a +200°C.

Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.

Puntale mod. 15 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.

Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

**IL TESTER MENO INGOMBRANTE** (mm 126 x 85 x 32)

**CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65)

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antirullo: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indica-

tore ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antirullo con spec-

iali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo ma-

teriale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con spe-

ciale dispositivo per la com-

pensazione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura. **IL**

**TESTER SENZA COMMUTATORI**

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra.

**IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI**

**PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-**

**TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!**



INSUPERABILE!

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

**LIRE 10.500 !!**

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

**omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 6.900 franco nostro Stabilimento.

**Richiedere Cataloghi gratuiti a:**

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



STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE



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

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



# Supertester 680 R / R come Record !!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

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

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

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



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

## 10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

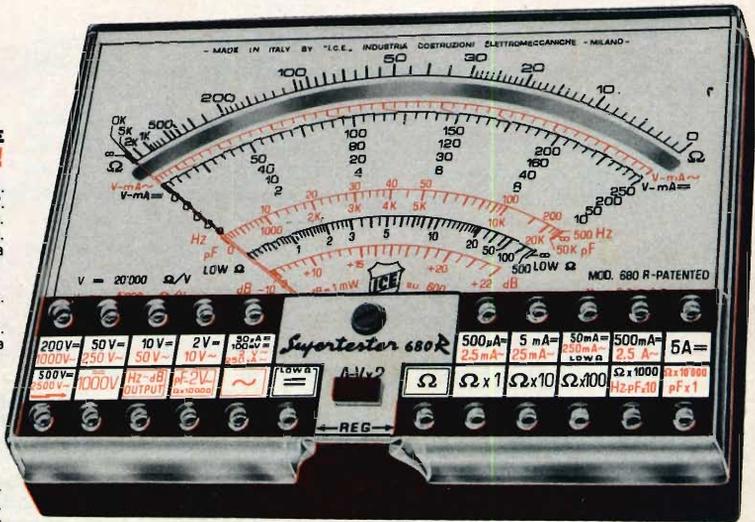
- VOLTS C.A.:** 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.:** 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.:** 12 portate: da 50  $\mu$ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 250  $\mu$ A a 5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA:** 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS:** 10 portate: da - 24 a + 70 dB.
- CAPACITA':** 6 portate: da 0 a 500 pF. da 0 a 0,5  $\mu$ F e da 0 a 20.000  $\mu$ F in quattro scale.

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

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

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetro. Il marchio "I.C.E." è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!! Di ciò ne siamo orgogliosi poiché, come disse Horst Franke «L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione!».

**PREZZO SPECIALE** propagandistico L. 12.500 franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, omaggio del relativo astuccio antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi BREVETTATO permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del SUPERTESTER 680 R: amaranzo; a richiesta: grigio.



## IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

## ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

**PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI**  
**Transtest**  
MOD. 662 I.C.E.  
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Ico (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (h) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - Prezzo L. 6.900 completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

**VOLTMETRO ELETTRONICO**  
con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.  
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V. piccolo-picco; Ohm. - Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - Prezzo netto propagandistico L. 12.500 completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

**TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616**  
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili:  
250 mA. - 1,5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. - Prezzo netto L. 3.900 completo di astuccio e istruzioni.

**AMPEROMETRO A TENAGLIA**  
**Amperclamp**  
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - Prezzo L. 7.900 completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

**PUNTALE PER ALTE TENSIONI**  
MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)  
Prezzo netto: L. 2.900

**LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.**  
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!  
Prezzo netto: L. 3.900

**SONDA PROVA TEMPERATURA**  
istantanea a due scale:  
da - 50 a + 40 °C  
e da + 30 a + 200 °C  
Prezzo netto: L. 6.900

**SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV)**  
MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.  
Prezzo netto: L. 2.000 cad.

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

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 631.554/5/6

minima corrente di dispersione  
 basso fattore di rumore  
 ridotta tensione di saturazione  
 elevato grado di amplificazione  
 selezione in gruppi di amplificazione



transistori NPN  
**PLANARI EPITASSIALI**  
 al silicio per bassa frequenza  
 BC 107 - BC 108 - BC 109

BC 107 e BC 108 impieghi generali in BF  
 BC 109 stadi preamplificatori a basso rumore

DATI TECNICI		BC 107	BC 108	BC 109
Tensione collettore-emettitore $V_{CE0}$ max.	V	45	20	20
Tensione emettitore-base $V_{EB0}$ max.	V	5	5	5
Corrente collettore $I_C$	mA	100	100	100
Corrente di base $I_B$	mA	20	20	20
Temperatura di giunzione $T_j$	°C	175	175	175
Potenza totale di dissipazione $P_{tot}$	mW	300	300	300
Tensione di saturazione del collettore $V_{CEsat}$ ( $I_C = 10\text{mA}$ , $I_C/I_B = 20$ )	mV	90	90	90
Corrente residua collettore-base $I_{CBO}$ ( $V_{CE0} = 45\text{ V}$ per BC 107, 20 V per BC 108 e BC 109)	nA	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)
Frequenza di transito $f_T$ ( $I_C = 10\text{mA}$ , $V_{CE} = 5\text{V}$ , $f = 100\text{ MHz}$ )	MHz	300 (> 150)	300 (> 150)	300 (> 150)
Fattore di rumore F ( $I_C = 0,2\text{ mA}$ , $V_{CE} = 5\text{V}$ , $R_G = 2\text{ k}\Omega$ , $f = 1\text{ kHz}$ $\Delta f = 200\text{ Hz}$ per BC 107 e BC 108 —30... 15 kHz per BC 109)	dB	2 (< 6)	2 (< 6)	< 4
Amplificazione dinamica di corrente $h_{fe}$ ( $I_C = 2\text{ mA}$ , $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $f = 1\text{ kHz}$ )	A	222 (125..260)	222 (125..260)	—
	B	300 (240..500)	330 (240..500)	330 (240..500)
	C	—	600 (450..900)	600 (450..900)

**S O M M A R I O****In copertina**

Buon Natale radio tv

<b>Lettere</b>	<b>2134</b>	I lettori ci scrivono
<b>Registrazione</b>	<b>2141</b>	Consigli pratici per la registrazione stereofonica
<b>Strumenti e misure di laboratorio</b>	<b>2145</b>	Generatore di segnali rettangolari
	<b>2150</b>	Determinazione della profondità di modulazione
	<b>2153</b>	I sistemi di correzione d'impedenza dei generatori
<b>Elettronica Industriale</b>	<b>2157</b>	Effetti nei mesa-transistor con elevata densità di corrente - II parte
	<b>2165</b>	Regolatori di temperatura con termistori e transistor al silicio - I parte
	<b>2173</b>	Montaggi speciali dei relè - II parte
	<b>2179</b>	Circuiti di ritardo con transistor
	<b>2189</b>	Amplificatori magnetici
	<b>2195</b>	Sistema di accensione a scarica capacitiva per motori a scoppio
<b>Televisione a colori</b>	<b>2207</b>	Costruiamo un televisore a colori - V parte
<b>Il riparatore</b>	<b>2217</b>	Adattamento di un relé ad una tensione diversa da quella originale
<b>L'ABC dell'elettronica</b>	<b>2223</b>	Tutto sulla reazione e controreazione - I parte
	<b>2229</b>	Circuiti senza componenti reattivi
<b>Nuovi componenti</b>	<b>2239</b>	Trasformatore d'uscita di quadro tipo AT 3513
	<b>2243</b>	Unità di controllo della linearità tipo AT 4042/02
	<b>2245</b>	L'amplificatore differenziale
	<b>2253</b>	I diodi a capacità variabile
	<b>2265</b>	Amplificatore Stereo G.B.C. 24 W za/0805-00
<b>Nuovi prodotti</b>		
<b>Realizzazioni sperimentali</b>	<b>2259</b>	Un semplicissimo trasmettitore FM
	<b>2269</b>	Semplici preamplificatori per fonorivelatori magnetici
	<b>2275</b>	Come migliorare le audizioni stereofoniche
<b>Alta fedeltà</b>	<b>2279</b>	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
<b>Schemi</b>	<b>2285</b>	TX4C - Radiocomando a quattro canali - UK300
<b>High-Kit</b>	<b>2291</b>	Storia delle comunicazioni a distanza IV parte - Il telegrafo elettrico
<b>Rubriche</b>	<b>2303</b>	Radioamatori
	<b>2309</b>	Rassegna delle riviste estere
	<b>2316</b>	La scrivania dello zio
	<b>2318</b>	Equivalenze tubi professionali Philips

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.

# I LETTORI CI SCRIVONO

**Sig. PARENTI P. Roma**

## **Immagine televisiva anormale**

*L'immagine televisiva ricoperta da piccoli punti bianchi e neri in tutta la sua estensione (da non confondere con l'effetto neve) in genere si osserva quando vi è un principio di innesco. Questo difetto ha tendenza ad aumentare spingendo il comando di contrasto verso il massimo e viceversa.*

*A questo proposito è indispensabile tenere presente che il fruscio elettronico nel circuito convertitore di frequenza, e nei circuiti di media frequenza, aumenta notevolmente nei seguenti casi:*

- 1°) *Se due o più circuiti di media frequenza si trovano tarati su frequenze uguali, o troppo vicine, senza essere sufficientemente schermati o smorzati.*
- 2°) *Se si elevano notevolmente le tensioni anodiche delle valvole.*
- 3°) *Qualora i nuclei di ferro dei circuiti di alta e media frequenza non siano messi a massa o nel caso che i circuiti stessi non siano schermati.*

**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**

4°) *Quando i ritorni di massa, od i condensatori di blocco della radiofrequenza, non siano concentrati, stadio per stadio, nell'unico punto di massa proprio dello stadio interessato.*

*È da tenere presente che il fenomeno di punteggiatura si manifesta frequentemente dopo una riparazione. Infatti esso può avere luogo qualora un condensatore sia stato sostituito con un altro di tipo diverso od avente capacità differente da quella originale. Anche la posizione del componente può essere causa del fenomeno quindi il nuovo elemento dovrà essere collocato esattamente come quello sostituito. Nel caso di sostituzione di una resistenza, è pericoloso inserirne un altro avente un valore sensibilmente inferiore. L'aumento di amplificazione dello stadio che ne deriva può dare origine all'inconveniente in questione. Particolare cura, a questo riguardo, dovrà essere rivolta alle resistenze poste in parallelo alle bobine di alta e media frequenza, perchè una modifica del loro valore provocherebbe una modifica della banda passante e della resa dello stadio, con le stesse conseguenze dette più sopra.*

**Sig. BRUZZONE L. Genova**

*Effettivamente il temporizzatore a transistori, la cui descrizione è stata pubblicata a suo tempo in questa rubrica, da lei realizzato con ottimi risultati, ha consentito, anche ad altri lettori, di ottenere elevate prestazioni in applicazioni di altra natura.*

*Circa le anomalie riscontrate sulla scala relativa al tempo di intervento, occorre tenere presente che quest'ultimo dipende strettamente dal valore e dalla qualità dei resistori R e R1, i quali dovranno essere scelti del tipo ad elevata stabilità (lo stesso dicasi del resistore contrassegnato RL).*

*I valori dei suddetti resistori, in sede sperimentale, dovranno essere variati sensibilmente, rispetto ai valori indicati, in modo da ottenere le migliori condizioni di funzionamento del temporizzatore.*

*Anzi, nella fase iniziale, essi potranno essere sostituiti vantaggiosamente con dei resistori variabili, aventi valori prossimi a quelli richiesti, in modo da poter effettuare una messa a punto più agevole.*

*Trovato il valore adatto per un buon funzionamento i re-*

sistori variabili saranno sostituiti con altri del tipo fisso aventi una tolleranza non superiore al 5%.

Il condensatore C dovrà essere del tipo solido.

**Sig. PAGANI G. Milano**

### Regolatore d'intensità luminosa

In figura 1 riportiamo lo schema di un regolatore di intensità luminosa comandato da fototransistori che pensiamo possa essere adatto alle sue esigenze.

Questo dispositivo consente di regolare l'intensità luminosa di una lampada a filamento di tungsteno, da 6 V 18 A, ed è composto essenzialmente da due thyristori comandati da un fototransistore.

In assenza di luce il fototransistore Q1, LS-400, risulta praticamente bloccato.

I segnali raddrizzati provenienti dal circuito a ponte,

conduttore il transistor Q2, che a sua volta sblocca i due thyristori Q3 e Q4 durante le alternanze positive del segnale. Occorre precisare che l'intervallo di tempo durante il quale i due thyristori sono bloccati determina il valore della potenza applicata alla lampada GE-T10 la quale può essere regolata tramite il potenziometro R1.

Al momento della regolazione del complesso il fototransistore Q1 deve essere collocato ad una tale distanza, rispetto al filamento della lampada ad incandescenza GE-T 10 che lo stesso Q1 resti sotto il limite della saturazione ( $V_{ce}$ , compresa fra 9 e 12 V).

Qualora, per un motivo qualsiasi, l'intensità luminosa, irradiata dalla lampada ad incandescenza, aumenti, la tensione  $V_{ce}$  del fototransistore Q1 diminuisce. Di conseguenza il transistor Q2 sblocca i thyristori Q3 e Q4 con un certo ritardo. La durata del loro ciclo d'apertura risulta ridotta e perciò la potenza applicata al filamento della lampada diminuisce.

Con una variazione del 10% della tensione di alimentazione la differenza dell'intensità luminosa, misurata tramite una termopila, passa, mediante l'impiego del regolatore da 0,39 a 0,41 mW/cm<sup>2</sup>, mentre sconnettendo il fototransistore Q1 la variazione dell'intensità luminosa registrata dalla termopila passa da 1,9 a 2,2 mW/cm<sup>2</sup>.

Tale regolatore è stato descritto nel numero di ottobre dell'anno 1965 della rivista ELECTRONICS.

**Sig. COLOMBO G.**

### Sulle comunicazioni tramite satelliti

I problemi connessi alla progettazione di un sistema di comunicazione tramite satelliti artificiali sono numerosi e molti di essi sono ancora da risolvere. Tutti sono legati fra di loro e la soluzione di uno influenza l'impostazione degli altri. Noi ci limitiamo ad esaminare i più importanti.

L'utilizzazione di un satellite da parte di più coppie di stazioni terrestri, a media o grande capacità, è detto accesso multiplo. Il satellite che assume la funzione di un centro di smistamento, deve conservare la sua semplicità e si devono ridurre al minimo gli sprechi di potenza e di banda.

Poichè è impossibile pensare di assegnare un ripetitore, sul satellite, per ciascuna coppia di stazioni terrestri a causa del dispendio di energia e di peso, si tende a risolvere il problema concependo il satellite come un dispositivo atto a trasferire la modulazione delle singole portanti in una portante unica mediante i seguenti sistemi:

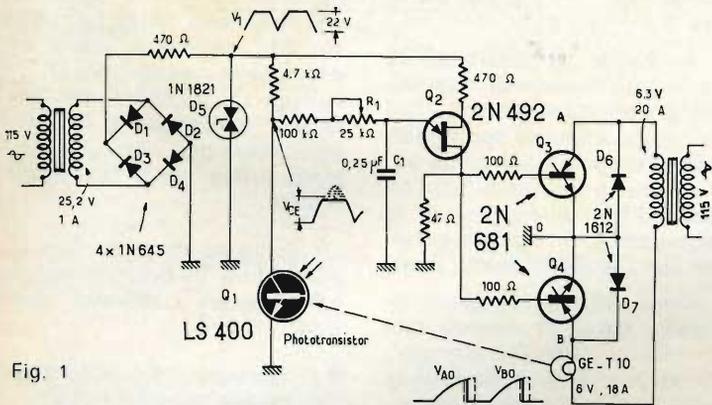


Fig. 1

comprende i diodi D1, D2, D3 e D4, sono applicati all'emettitore del transistor Q2.

La tensione V1 carica il condensatore C1 fino a che la d.d.p. ai suoi morsetti sia sufficiente per rendere con-

All'apertura, quando l'intensità luminosa della lampada è bassa la tensione  $V_{ce}$  di Q1 aumenta e di conseguenza la potenza fornita da Q3 e Q4 aumenta consentendo un aumento della incandescenza.

1°) Sistema FDM/FM - Lo accesso multiplo al sistema equatoriale si basa sul principio di assegnare a ciascuna stazione terrestre, di grande capacità, uno o più portanti a radio frequenza distanziate di 5 MHz l'una dall'altra, su cui possono trovare posto, con il sistema multiplex a divisione di frequenza e modulazione di frequenza della portante RF, gruppi di 120 canali da 12 a 500 kHz.

Sul satellite viene eseguita una conversione unica delle suddette portanti ottenendo tanti canali FI quante sono le stazioni terrestri. Con demodulazione singola degli stessi si ottengono le bande di base. Queste, trasposte in modo opportuno, moduleranno in frequenza il trasmettitore di bordo. Il sistema perciò necessita di 50 MHz di banda per 1200 canali. Un ripetitore separato è previsto a bordo per la trasmissione di un canale TV.

2°) Sistema SSB/SC - È un sistema valido per satelliti sincroni. In questo caso ciascuna stazione terrestre trasmette verso il satellite il segnale di banda base di trasporto sulla porzione assegnata nello spettro di banda. In questo modo si ottiene all'ingresso del satellite un segnale uguale a quello uscente da un multiplex, ma trasposto a radiofrequenza. A bordo del satellite viene eseguita una semplice conversione nella banda base e la modulazione di frequenza del trasmettitore.

Questo sistema consente una amplificazione per cui non è necessario un sistema di multiplexing a bordo, ma, d'altra parte, richiede trasmettitori a terra di grande potenza e la sincronizzazione accurata delle stazioni terrestri con l'oscillatore di battimento del satellite. Il suo impiego diventa laborioso nelle comunicazioni con

satelliti in movimento, poiché l'effetto Doppler altererebbe la frequenza dei segnali.

3°) Sistema FDM/MF con ricevitori graded (scalati). In questo caso a ciascuna stazione terrestre è assegnata una certa larghezza di banda in ampiezza proporzionale alla sua potenza. Anche la banda RF è scelta conformemente. La banda base è suddivisa secondo la progressione  $F, F/\sqrt{2}, F/\sqrt{3}$ , e la stazione  $n$ -esima, avrà la porzione compresa fra  $F/\sqrt{n+1}$  e  $F/\sqrt{n}$ .

A bordo del satellite vi sono tanti ricevitori quante sono le frequenze assegnate con banda passante corrispondente alla larghezza ed alla posizione della banda base.

Si ottiene così un migliore proporzionamento della potenza dei trasmettitori terrestri. La demodulazione a bordo del satellite consente di sommare semplicemente le bande basse, che sono già disposte in modo da non sovrapporsi, così non è necessario un multiplex a bordo come, ad esempio, nel sistema 1°).

4°) Esiste la possibilità di impiegare sistemi di trasmissione con modulazione PCM (a codice impulsivi) per singoli canali e per gruppi di canali. Il sistema più competitivo con quelli FM è quello in cui la trasmissione in codice avviene dal satellite verso terra.

Ogni stazione terrestre trasmette verso il satellite con il metodo FDM/FM una porzione assegnata come banda base. La banda base ottenuta dopo la demodulazione sul satellite viene codificata, tramite un codificatore ad alta velocità (ad esempio codice 8 digits, 34,4 bit/s, per 480 canali) e va a modulare il trasmettitore di bordo, passabilmente in AM con portante soppressa.

Per la televisione occorre codificare con un codice di 4 digits alla velocità di 8,6 M bit/s. Questo sistema richiede una potenza di trasmissione sul satellite sensibilmente maggiore ed una banda RF più che doppia rispetto a quello FM a parità di numero di canali (il confronto si basa sulla trasmissione di un insieme di 480 canali) ma consente di ottenere un migliore rapporto segnale/rumore per canale, sia con stazioni terrestri modeste (antenna di 9 metri di diametro) sia con stazioni maggiori (antenna di 26 metri di diametro).

Ulteriori notizie potrà averle consultando le opere specializzate in materia.

**Sig. SCHIAFFINO G. Genova**

### **Impiego del generatore di barre**

Il generatore di barre è particolarmente indicato per effettuare teleriparazioni a domicilio, consentendo il controllo e la messa a punto dei televisori. In questo caso, altri strumenti, come ad esempio lo sweep-marker, risultano difficilmente trasportabili e comunque la loro installazione può risultare piuttosto ardua nelle abitazioni private.

In linea di massima con il generatore di barre è possibile eseguire i seguenti controlli:

1°) Controllo del funzionamento dei sincronismi - In genere per controllare i sincronismi di un TV è sufficiente applicare il segnale del generatore di barre all'antenna regolando accuratamente i relativi comandi e la sintonia del TV. Regolando i comandi del TV relativi



sibilità di un televisore. In taluni casi, per eseguire detta valutazione, occorre inserire un attenuatore variabile fra il generatore ed il televisore, dato che quello contenuto nel generatore stesso può dimostrarsi non sufficiente allo scopo, per la presenza, nei

tua con la frequenza verticale libera, cioè non agganciata alla frequenza di rete a 50 Hz. In taluni generatori è altresì possibile l'introduzione della frequenza di rete in modo da sincronizzare con essa la frequenza verticale.

6°) Taratura dei circuiti di media e alta frequenza - In taluni casi il generatore di barre può essere usato per effettuare la taratura di tali circuiti inviando la sua uscita ai morsetti di antenna del ricevitore. Per la messa a punto degli amplificatori di media frequenza

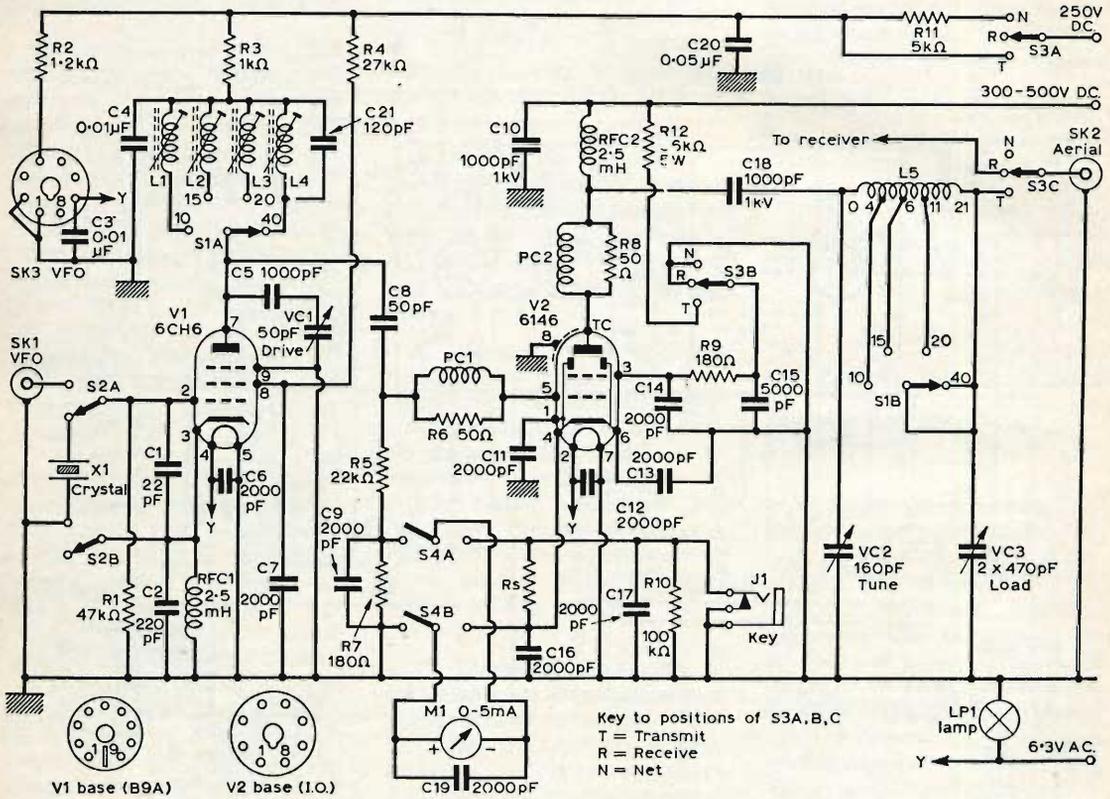


Fig. 3 - Trasmettitore per le bande 7 - 14 - 21 - 28 MHz.

circuiti dei televisori, del controllo automatico di sensibilità.

5°) Controllo della efficienza di filtraggio - È noto come un filtraggio insufficiente dia luogo a fenomeni di sbandieramento dell'immagine. In genere questo controllo si effet-

Un segnale troppo piccolo non è sufficiente ad ottenere la sincronizzazione ed in tal caso si noterà il fenomeno di sbandieramento, mentre nel caso opposto, cioè con un segnale eccessivo, si manifestano degli sbalzi ed instabilità della barra orizzontale.

il generatore dovrà essere applicato all'ingresso del primo stadio.

7°) Attenuazioni degli impianti di antenna - In unione con un misuratore di campo il generatore di barre può essere pure impiegato per stabilire il grado di attenuazione de-

gli impianti di antenna. Il segnale di uscita dovrà in tal caso essere inviato all'antenna ricevente misurando l'intensità del segnale nei vari punti e al termine della discesa. Con detto metodo si potranno individuare e localizzare eventuali punti di attenuazione dell'im-

è particolarmente basso e che eventualmente può essere adattato a funzionare in fonia. In figura 4 è visibile la parte superiore dello chassis mentre la figura 5 si riferisce allo schema dell'alimentatore.

Disponiamo dell'articolo originale in lingua inglese del

trasmettitore in questione del quale potremmo fornire fotocopia dietro invio dell'importo di lire 2.000.

Le bobine previste nello schema dovranno essere realizzate attenendosi ai seguenti criteri:

**Bobina L1:** gamma dei 10 metri - 8 spire di filo smaltato avente il diametro di 40/100, avvolte su un supporto a minima perdita con ferrocube del diametro di 6 1/2 millimetri; spire unite.

**Bobina L2:** gamma dei 15 metri - 13 spire di filo smaltato da 30/100, avvolte su un supporto a minima perdita con ferrocube, del diametro di 6 1/2 millimetri; spire unite.

**Bobina L3:** gamma dei 20 metri - 20 spire di filo smaltato del diametro di 30/100, avvolte su un supporto a minima perdita avente il diametro di 6 1/2 millimetri; spire unite.

**Bobina L4:** gamma dei 40 metri - 23 spire di filo smaltato avente il diametro di 30/100 avvolte su un supporto a minima perdita del diametro di 6 1/2 millimetri; spire unite.

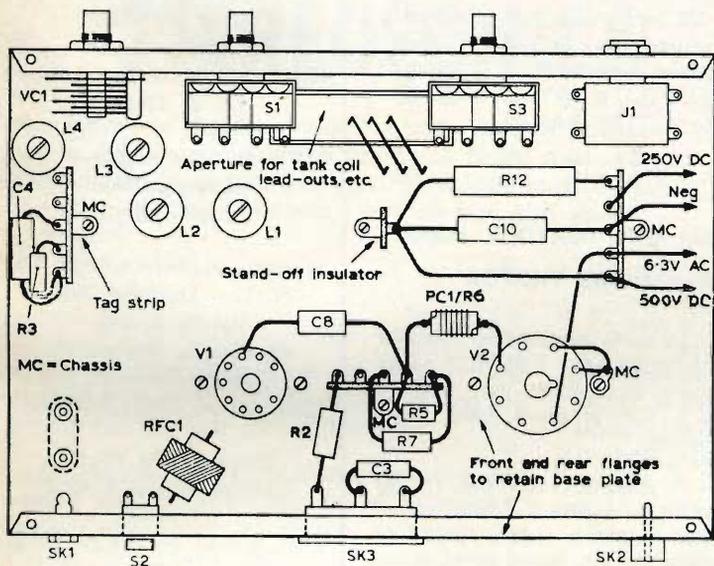


Fig. 4 - Vista superiore dello chassis.

pianto. Ciò è della massima utilità per il controllo degli impianti ad antenna collettiva.

In figura 2 riportiamo lo schema di un generatore di barre della TES.

**Sig. CINACHI P. Roma**

**Trasmettitore per radioamatori**

In figura 3 riportiamo lo schema, di origine inglese, relativo ad un interessante trasmettitore per CW adatto a coprire le gamme comprese fra 7 ed i 28 MHz, il cui costo

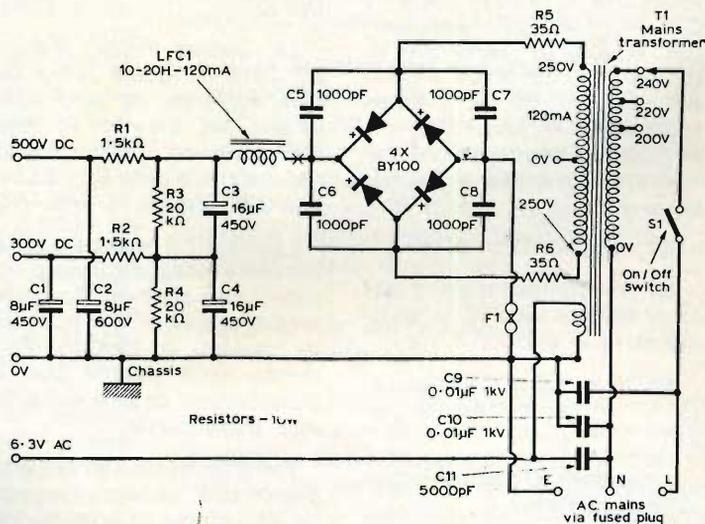


Fig. 5 - Schema elettrico dell'alimentatore.

Bobina L5: Bobina tank - 21 spire di filo stagnato avvolte in aria su un diametro di 31 millimetri: spire spaziate fra loro di un diametro del filo usato. Prese alla 4<sup>a</sup>, 6<sup>a</sup> ed 11<sup>a</sup> spira, a partire dal lato freddo.

Il valore dei vari componenti usati è il seguente:

R1 = 47 k $\Omega$ ; R2 = 1,2 k $\Omega$  1 W; R3 = 1 k $\Omega$ ; R4 = 27 k $\Omega$ ; R5 = 22 k $\Omega$ ; R6 = 50  $\Omega$ ; R7 = 180  $\Omega$ ; R8 = 50  $\Omega$ ; R9 = 180  $\Omega$  1 W; R10 = 100 k $\Omega$ ; R11 = 5 k $\Omega$  2 W; R12 = 56 k $\Omega$  5 W. Rs dovrà essere scelta in modo da leggere, a metà scala dello strumento, il valore di 50 mA.

C1 = 22 pF mica argentata; C2 = 220 pF mica argentata; C3 = 10.000 pF ceramico; C4 = 10.000 pF ceramico; C5 = 1.000 pF ceramico; C6 = 2.000 pF ceramico; C7 = 2.000 pF ceramico; C8 = 50 pF mica argentata; C9 = 2.000 pF ceramico; C10 = 1.000 pF, 1.000 V; C11 = 2.000 pF ceramico; C12 = 2.000 pF ceramico; C13 = 2.000 pF ceramico; C14 = 2.000 pF ceramico; C15 = 500 pF ceramico; C16 = 2.000 pF ceramico; C17 = 2.000 pF ceramico; C18 = 1.000 pF, 1000 V; C19 = 2.000 pF ceramico; C20 = 0,05  $\mu$ F carta 500 V; C21 = 120 pF mica argentata; VC1 = 50 pF trimmer regolabile in aria; VC2 = 160 pF, condensatore variabile ad aria; VC3 = 2 x 470 pF in aria.

V1 = 6CH6, V2 = 6146.

S1 = commutatore 2 sezioni quattro vie; S3 = commutatore 3 sezioni 3 vie.

RFC1 = 2,5 mH miniatura; RFC2 = 2,5 mH adatta per TX.

I componenti l'alimentatore sono i seguenti:

R1 = 1,5 k $\Omega$ ; R2 = 1,5 k $\Omega$ ; R3 = 20 k $\Omega$ ; R4 = 20 k $\Omega$ ;

R5 = 35  $\Omega$  5 W; R6 = 35  $\Omega$ , 5 W.

C1 = 8  $\mu$ F 450 V elettrolitico; C2 = 8  $\mu$ F 600 V elettrolitico; C3 = 16  $\mu$ F 450 V elettrolitico; C4 = 16  $\mu$ F 450 V elettrolitico; C5 = C6 = C7 = C8 = 1.000 pF ceramico 500 V; C9 = 0,01  $\mu$ F tarata 1000 V; C10 = 0,01  $\mu$ F carta 1000 V; C11 = 5000 pF 500 V ceramico.

Trasformatore: primario universale o a 220 V; secondario: 250-0-250 V 120 mA; 6,3 V 3A; 4 x BY100; impedenza da 120 mA.

**Sig. DEL TORTO A. Napoli**

**Registratore TRUVOX**

Le note di servizio relative ai registratori TRUVOX sono state pubblicate nei numeri 9 e 10 dell'anno 1966 della rivista.

A pagina 1550 del n° 10 si legge in effetti « dallo schema elettrico (fuori testo) si vede... » ed infatti lo schema in questione è stato pubblicato alla fine dello stesso n° 10 dietro allo schema relativo all'amplificatore stereo UB/32.

La bobina nylon Mullard DT 2012 (la quale potrà essere sostituita da altre equivalenti, da provare in sede sperimentale) potrà essere richiesta alla ditta BRITELEC, Via G.B. Martin 15, MILANO.

I conduttori argentati generalmente possono essere sostituiti con conduttori stagnati (naturalmente non ricoperti da isolanti o smalto), l'aumento delle perdite può in questo caso essere considerato trascurabile.

Eventualmente, il filo stagnato può essere ricoperto da uno strato di argento tramite uno dei tanti prodotti che si trovano in commercio.

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

EDITORE:

J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

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. 12 - Dicembre 1968  
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: S.Ti.E.M.  
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la  
diffusione in Italia e all'Estero:  
SODIP - Via Zuretti, 25  
Tel. 6884251 - 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.

# CONSIGLI PRATICI PER LA REGISTRAZIONE STEREOFONICA



Riportiamo in questo articolo alcuni metodi pratici per la registrazione stereofonica di brani musicali o di canzoni, prendendo in considerazione le diverse sistemazioni dei microfoni e i diversi tipi di microfoni.

**L**a sempre maggiore diffusione della stereofonia si sta affermando sempre più anche nel campo dei registratori.

In commercio si possono trovare dei nastri stereofonici già incisi che però hanno un prezzo piuttosto elevato; per ovviare a questo fatto si possono ovviamente effettuare delle registrazioni stereofoniche con i mezzi propri.

La cosa più semplice per ottenere una registrazione stereofonica è quella di registrare direttamente un disco stereofonico, naturalmente questo sistema non darà alcuna difficoltà pratica. Maggiori difficoltà sono date invece nel caso si volessero effettuare delle registrazioni per mezzo di microfoni.

Questo sistema offre senza dubbio un maggiore interesse, in quanto permette di registrare su nastro dei brani musicali, dei discorsi o degli effetti in forma più originale o personale e allo stesso tempo più vivo.

Si possono così registrare una infinità di suoni e la cosa più importante e delicata è quella di disporre in modo conveniente i microfoni opportunamente collegati ai due canali del registratore.

Per effettuare delle registrazioni ste-

reofoniche si possono usare dei microfoni doppi disposti in un unico contenitore che spesse volte vengono dati in corredo con il registratore stesso.

La cosa più importante da osservare è che questi microfoni abbiano tutte le qualità direzionali indispensabili per separare i suoni provenienti dai due canali e al contrario, essi devono essere perfettamente identici sia per quanto riguarda le loro qualità elettroacustiche che i loro campi d'azione (fig. 1).

I tipi di microfoni più usati sono quelli elettrodinamici che possono essere a elementi bidirezionali o di tipo a cardioide, vale a dire che producono un diagramma polare corrispondente al loro campo di azione a forma di cuore, in questi l'equilibrio è indispensabile, specialmente dal *punto di vista direzionale*.

## Disposizione dei microfoni e prove preliminari

Per effettuare una registrazione stereofonica si deve innanzi tutto risolvere il problema dell'ubicazione dei microfoni rispetto alle sorgenti sonore, fattore questo che varia a seconda delle situazioni e quindi è necessario che l'operatore abbia una certa pratica.

È piuttosto difficile anche a causa di questa difficoltà, poter determinare esattamente in anticipo la posizione giusta dove mettere i microfoni; la cosa migliore da fare è quella di fare delle prove di controllo. Nelle installazioni di tipo professionale, vengono posti dei dispositivi di controllo nelle sale adiacenti al luogo dove si deve effettuare la registrazione, mentre nelle comuni registrazioni amatoriali ci si deve accontentare delle prove effettuate per mezzo di cuffie. In questo caso è molto importante distinguere fra i suoni che raggiungono così le orecchie per mezzo delle cuffie e i suoni dell'ambiente.

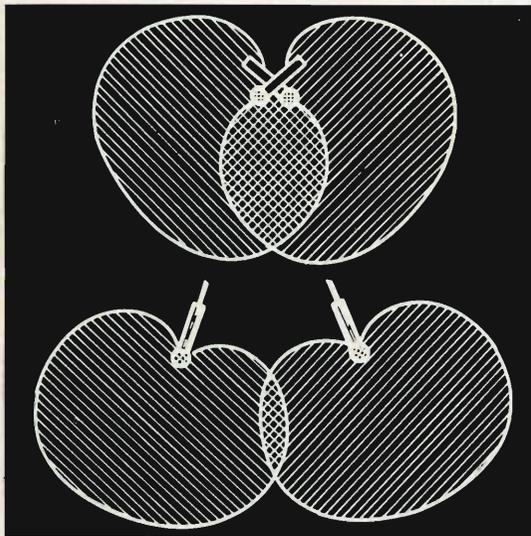


Fig. 1 - Impiego dei due microfoni stereofonici separati e dei due microfoni incrociati.

Si deve tener presente che l'effetto stereofonico è molto più pronunciato con le cuffie che con gli altoparlanti in quanto si ha una migliore separazione dei due canali sonori destinati a ciascun orecchio. Il risultato finale può essere anche un poco diverso da quello di prova; questo è dovuto in modo particolare alla risposta in frequenza che con le cuffie è molto più limitata che con gli altoparlanti in modo particolare alle basse frequenze.

La prova di controllo si può fare in due modi: registrando il nastro oppure impiegando il registratore come amplificatore per i microfoni ad esso collegati.

Ricordiamo che il primo controllo che si deve fare consiste nell'isolare i ru-

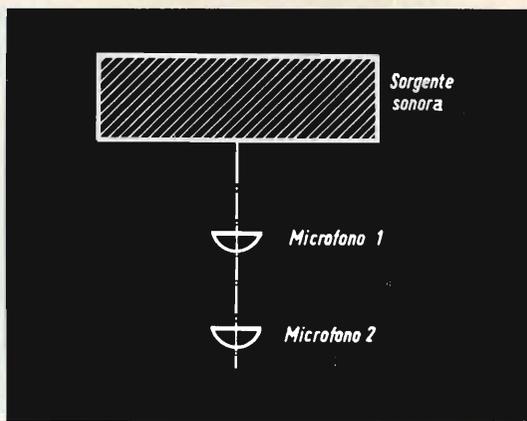


Fig. 2 - Disposizione dei due microfoni lontani uno dall'altro.

mori che possono venire erroneamente registrati, o che raggiungono indirettamente (per riflessione) i microfoni. A seconda dei risultati ottenuti si deve cercare di « isolare » acusticamente nel modo migliore possibile i microfoni dai vari rumori parassiti che si possono avere in un'ambiente.

### Disposizione pratica dei microfoni

In pratica, si può con una certa facilità determinare la disposizione dei microfoni rispetto agli strumenti musicali che compongono l'orchestra. Naturalmente si può presentare l'eventualità di dover registrare un cantante accompagnato dal suono di un pianoforte o di uno strumento a corde.

Dobbiamo subito ricordare che la musica di un pianoforte è la più difficile da registrare, in modo conveniente. Se si vogliono ottenere dei buoni risultati, si devono disporre i due microfoni nelle posizioni indicate in fig. 3 con B e C. Quando si deve registrare il suono prodotto da un pianoforte da concerto, è preferibile mettere un microfono sospeso al di sopra del pianoforte aperto, oppure su un supporto posto di fianco al pianoforte con il coperchio alzato di un certo angolo, in modo che il suono rifletta verso la membrana del microfono.

Nel caso di pianoforti diritti, è consigliabile aprire il coperchio e orientare il microfono al di sopra delle spalle del pianista. Quando il pianista oltre a suonare

canta, la cosa si complica ancora di più e diventa indispensabile usare un microfono sospeso a un supporto a giraffa.

Quando il pianoforte è di dimensioni piuttosto grandi, il microfono può essere messo sul piano portamusica tenendo la parte frontale rivolta verso il pianista come si può vedere sulla posizione A. Si sposta poi il microfono avanti e indietro fino a quando si ottiene un discreto equilibrio fra canto e pianoforte.

Nel caso invece che il pianista accompagni un cantante, un violinista oppure un altro solista, la registrazione sonora si può effettuare con un microfono a due elementi incrociati mettendo il solista fra il microfono e il pianoforte e spostandolo avanti, lungo l'asse del microfono, fino a quando si ottiene un equilibrio sonoro soddisfacente.

L'uso di un microfono bidirezionale è consigliabile quando il solista si mette di fronte al pianista come si può vedere in fig. 4, anche in questo caso si ottiene l'equilibrio facendo variare la distanza fra il microfono e il pianoforte e quella del solista rispetto al microfono. Ruotando leggermente l'asse del microfono, è anche possibile attenuare i suoni lontani e si produrrà una perdita non proporzionale alle frequenze elevate.

La registrazione del suono di una chitarra pone del resto degli altri problemi.

Si possono mettere prima i due microfoni davanti e leggermente al lato di ogni

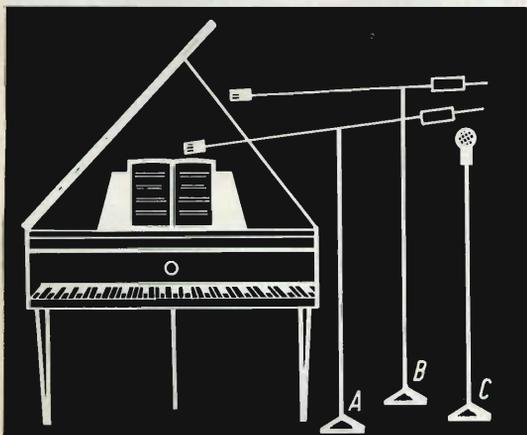


Fig. 3 - Disposizione schematica dei microfoni rispetto a degli strumenti musicali.

strumento, in modo da mettere lo strumento nel loro campo d'azione. È consigliabile effettuare le prove tenendo anche conto delle condizioni acustiche della sala. Ricordiamo che più il microfono è lontano più la riverberazione viene accentuata e i suoni registrati sembrano provenire da una sorgente lontana. Si deve tener presente che anche una distanza di 2 metri può essere troppo elevata se la sala di registrazione presenta delle riverberazioni; per ottenere una registrazione chiara e distinta, si può portare il microfono fino a 60 cm., ma in questo caso si sentiranno chiaramente anche le percussioni che il suonatore esegue sullo strumento rovinando in parte la buona riuscita della registrazione.

È necessario quindi arrivare a un compromesso: si pongono i microfoni a una distanza di circa 1 - 1,5 metri e si ottengono allora delle registrazioni nitide e

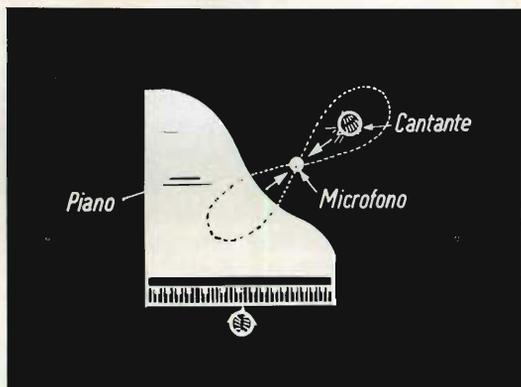


Fig. 4 - Microfono bidirezionale per la registrazione della voce di un cantante accompagnato da un pianoforte.

allo stesso tempo una atmosfera musicale piacevole mentre la riverberazione ritorna al suo valore normale. Naturalmente questi dati variano secondo la natura della registrazione. Nel caso si dovesse far risaltare in modo particolare la voce di un cantante, è consigliabile avvicinare il microfono a quest'ultimo.

Ai fini della registrazione, ha una notevole importanza anche l'altezza alla quale è posto il microfono in quanto dipende da questo fatto il valore della riverberazione e dell'equilibrio fra musica e canto. Il microfono può anche essere disposto

ad una altezza corrispondente al centro dell'intervallo fra il contenitore della chitarra e la bocca del cantante.

### Microfoni distinti e doppi

Ci si può anche chiedere se sia preferibile adottare due microfoni separati oppure un microfono doppio a elementi incrociati. I due microfoni sono lontani da 1,5 a 6 metri secondo la larghezza della sorgente sonora e secondo la loro lontananza, tenendo conto che con maggiore è la profondità della sorgente tanto maggiore dovrà essere la loro lontananza.

Nel caso si debba registrare della musica da camera, i microfoni distinti sono posti su due supporti lontani circa 3 metri.

I microfoni di tipo doppio sono generalmente montati uno sopra l'altro in un solo contenitore e il loro angolo viene indicato dal loro diagramma polare, fornito dal costruttore. Utilizzando dei microfoni separati si ottiene una minore separazione e una maggiore diffusione sonora che utilizzando dei microfoni doppi. La registrazione di un solista può essere validamente effettuata con l'aiuto di due microfoni distanti fra loro 1,20-1,50 metri; per questo genere di registrazione, si può parlare di due sorgenti sonore distinte, e l'effetto di distribuzione nello spazio si verifica per il fenomeno di riverberazione. Quando la sala di registrazione produce una eco sonora e i microfoni sono molto distanti, la registrazione finale rischia di accentuare questa caratteristica.

Quando si tratta invece di effettuare delle registrazioni in condizioni semplici e rapide, riducendo allo stesso tempo al minimo le prove e gli spostamenti dei microfoni, è senza dubbio necessario l'uso di un microfono doppio. Questo si verifica in particolare nel caso si debbano registrare dei cori, delle cerimonie, delle musiche militari ecc.

Allo stesso tempo può essere necessario evitare le registrazioni di rumori di fondo particolari come per esempio il rumore della folla, in questo caso l'impiego di due microfoni a cardioide in condizioni ben determinate può presentare dei vantaggi.

L'equilibrio musicale della musica di un'orchestra pone molto spesso alcuni problemi delicati. Non è così per le piccole orchestre formate per esempio da una grancassa, da un flauto, una tromba, un trombone e un violoncello. La grancassa può essere posta in una delle zone di smorzamento di un microfono bidirezionale; l'equilibrio viene così realizzato con il trombone, ma il flauto e il violoncello possono sembrare troppo bassi e la tromba troppo intensa. Si deve così avvicinare il violoncello e abbassare il supporto del microfono, in modo da metterlo ad una altezza dell'ordine di 1,50 m dal suolo e quindi orientarlo verso le aperture del violoncello. Il suonatore di flauto suona allora davanti al microfono e si ottiene così l'equilibrio, tranne che per la tromba; questa può allora venire messa dietro al violoncello e quindi l'equilibrio diventa accettabile.

Disposizioni di questo genere permettono in generale, con un po' di pratica, di ottenere dei risultati molto soddisfacenti e nella maggior parte dei casi, l'impiego di apparecchi doppi permette di ottenere dei risultati accettabili, e anche più semplicemente che con due microfoni separati.

Quindi, gli elementi a cristallo bidirezionali, possono talvolta permettere di rendere meglio l'ambiente sonoro musicale.

Si può anche pensare, in alcuni casi, di impiegare dei microfoni addizionali, che permettono di realizzare delle miscelazioni. In questo caso l'ingresso di un registratore può essere alimentato da diversi microfoni ed è possibile controllare separatamente il livello di ciascun microfono; si tratta tuttavia di installazioni più complicate e più costose e il cui impiego richiede una maggiore esperienza ed abilità.

La realizzazione delle registrazioni stereofoniche gradevoli ed efficaci non costituisce più una difficoltà reale e può essere effettuata senza alcuna conoscenza specifica, basta effettuare con pazienza le prove necessarie prima di passare alla registrazione definitiva. Le prove non sono per nulla costose in quanto il nastro registrato può essere cancellato immediatamente dalla nuova registrazione.

# generatore di segnali rettangolari

## STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Descriviamo in questo articolo un generatore di segnali rettangolari di tipo multivibratore equipaggiato a transistor. I nostri lettori conosceranno senza dubbio le varie utilizzazioni di questo apparecchio quindi non ci dilungheremo oltre.

**N**el corso dell'articolo riporteremo solamente due applicazioni particolari che convinceranno ancor più i nostri lettori alla realizzazione di questo generatore.

L'impiego principale del generatore è quello della localizzazione rapida di un guasto su un radiorecettore.

È noto che un segnale quadrato può essere considerato come l'avvicinamento di una infinità di frequenze (decomposizione in serie di Fourier) e per questo fatto può « attraversare » i diversi circuiti di un ricevitore. Come si potrà facilmente constatare iniettando il segnale in qualsiasi punto del circuito, esso si sentirà fino all'altoparlante.

Vediamo ora un esempio d'impiego: il ricevitore di cui siamo in possesso non dà segni di vita su tutte le gamme.

Per poter facilmente localizzare il guasto si deve proseguire nel modo seguente:

a) Iniettando il segnale nel punto A, nell'altoparlante si avrà un segnale.

b) Iniettando il segnale nel punto C, non si avrà alcun segnale nell'altoparlante.

c) Iniettando il segnale nel punto B, non si avrà alcun segnale nell'altoparlante.

d) Le tensioni continue  $V_C$  e  $V_E$  misurate con il tester e confrontate con quelle dello stadio precedente sembrano normali.

e) Togliendo il collegamento nel punto 2 del trasformatore  $MF_3$  dal lato del collettore, e iniettando il segnale del multivibratore nel punto 2 di questo stesso trasformatore non si ha nessuna risposta nell'altoparlante.

d) Il circuito funzionerà di nuovo shuntando i punti C e A con un condensatore da  $0,1 \mu F$ . A questo punto si può concludere che il primario del trasformatore  $MF_3$  è in corto circuito. Sostituendo questo componente il ricevitore funzionerà correttamente.

### Controllo di un amplificatore di bassa frequenza

Nel caso in cui si presenti la necessità di effettuare il controllo di un amplificatore di bassa frequenza, sarà molto più semplice effettuare la prova con l'aiuto di

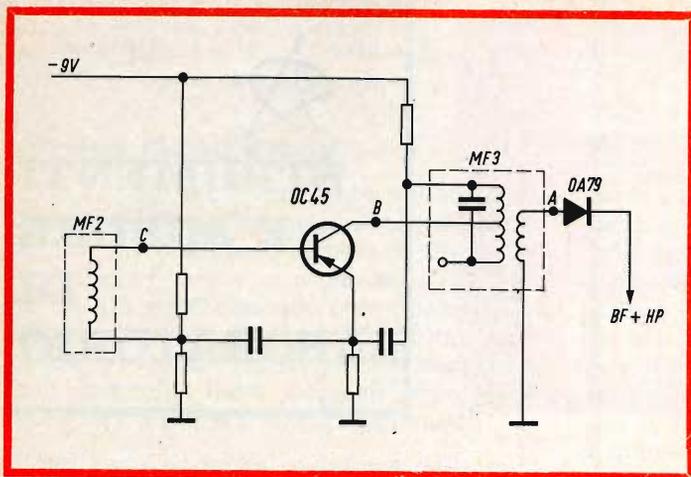


Fig. 1 - Esempio di circuito di radiorecettore.



Fig. 2 - Esempio di collegamento degli strumenti all'amplificatore da provare.

sesso anche di un oscilloscopio come è mostrato in fig. 2.

È necessario tener presente che per poter studiare in modo conveniente le caratteristiche di un amplificatore musicale si deve disporre di un generatore in grado di dare una gamma di frequenze da 100 Hz a 10.000 Hz. Quindi questo generatore che

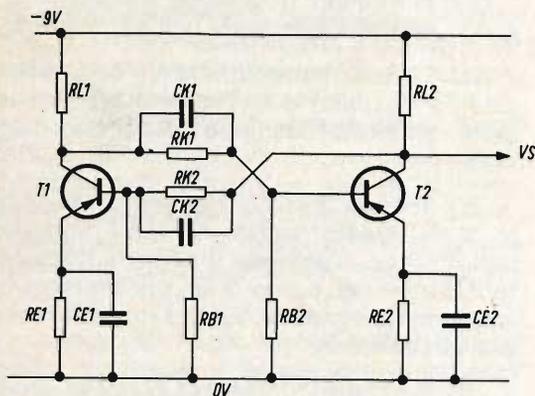


Fig. 3 - Circuito semplificato del generatore di segnali.

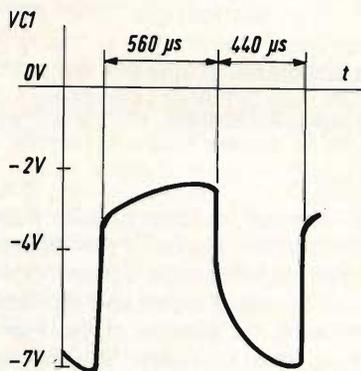


Fig. 4 - Curva ottenuta con il circuito di fig. 3.

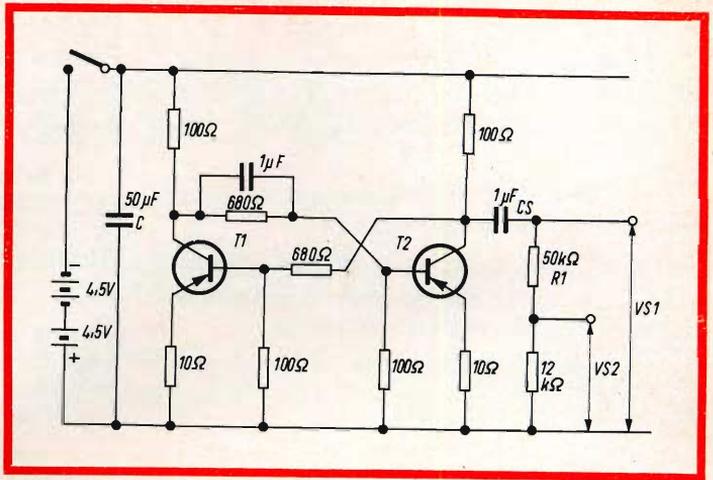
un generatore di segnali quadrati, che permetterà di constatare visualmente la deformazione del segnale di uscita, che rilevare le curve di ampiezza e di fase in funzione della frequenza, sistema questo più lungo e noioso.

Naturalmente nel caso della prova con il generatore è necessario essere in pos-

non fornisce che 1000 Hz può essere utile per determinare delle distorsioni che sopravvengono in un amplificatore dopo un certo periodo d'impiego.

Un amplificatore che non deforma i segnali rettangolari di 1.000 Hz ha già una buona banda passante.

Fig. 5 - Circuito definitivo del generatore di segnali.

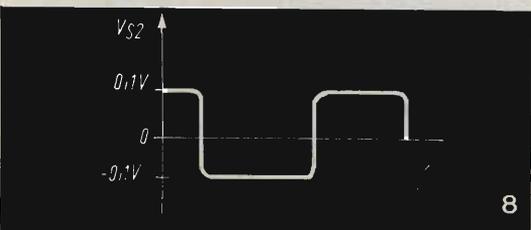
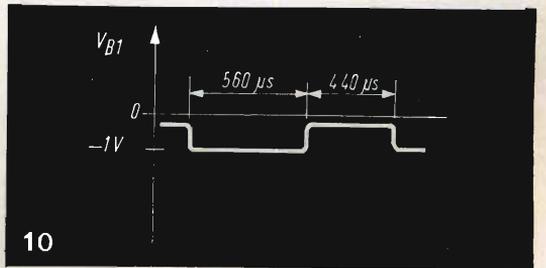
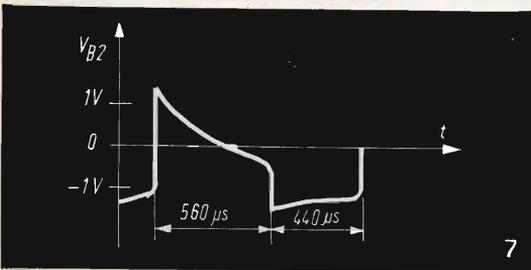
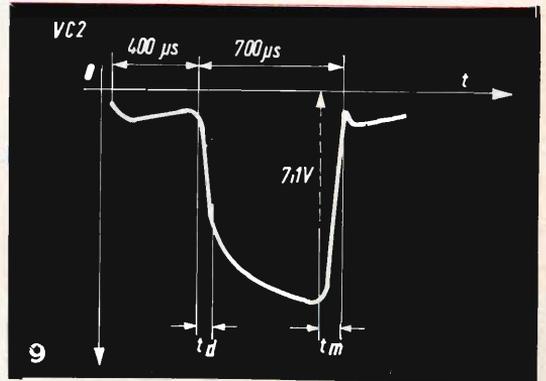
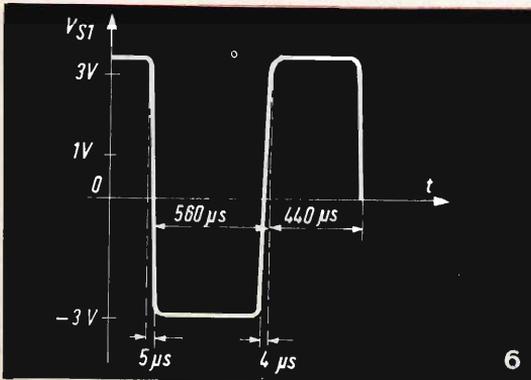


**COMPONENTI**

$R_{L1} = R_{L2} = 100 \Omega$   
 $R_{E1} = R_{E2} = 10 \Omega$   
 $R_{K1} = R_{K2} = 680 \Omega$

$R_{b1} = R_{b2} = 100 \Omega$   
 $C_{K1} = 1 \mu F$   
 $C_s = 1 \mu F$   
 $C = 50 \mu F$

$T_1$  e  $T_2 = OC 72$   
 $R_1 = 50 k\Omega$   
 $R_2 = 1,2 k\Omega$   
 $C_e$  e  $C_{K2}$  sono stati eliminati



Figg. 6-7-8-9-10 - Curve caratteristiche ottenute con il circuito di fig. 5.

## Studio teorico

Utilizzando una tensione di alimentazione di 9 V e due transistor OC 72, si ottengono le seguenti caratteristiche:  $f = 1000 \text{ Hz}$ ,  $\Delta V_o = 6,5 \text{ V}$ .

In fig. 3 è stato rappresentato lo schema classico di un generatore.

Punto di funzionamento in saturazione: sulle caratteristiche si può scegliere il punto di funzionamento seguente:

$$V_{CS} = 0,2 \text{ V}, \quad I_{CS} = 70 \text{ mA}$$

$$V_{EBS} = 350 \text{ mV}, \quad I_{BS} = 1,5 \text{ mA}$$

Durata del picco negativo	= 700 $\mu\text{s}$
Frequenza di ricorrenza	= 900 Hz
Tempo di salita, $t_s$	$\approx 2 \mu\text{s}$
Tempo di discesa, $t_d$	$\approx 3 \mu\text{s}$

Se si vogliono ottenere dei segnali piú rettangolari conservando allo stesso tempo l'ampiezza massima, è consigliabile adottare lo schema di fig. 5.

Il condensatore C shunta la resistenza interna della pila. Con questo circuito si sono ottenute le curve di fig. 6, 7, 8, 9 e 10. Ampiezza: 6,6 V  
 $f \approx 1000 \text{ Hz}$

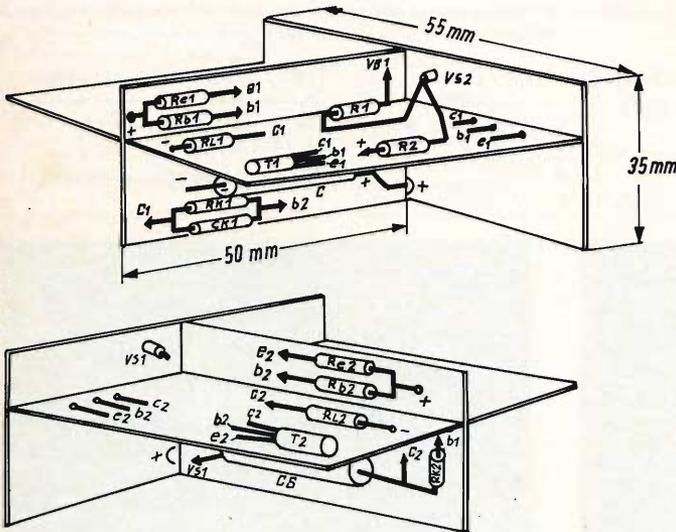


Fig. 11 - Esempio di cablaggio del generatore di segnali.

## Studio pratico

Questo studio è stato effettuato con l'aiuto di un oscilloscopio a raggi catodici.

La caratteristica riportata in fig. 4 è stata ricavata dal circuito di principio.

$$\text{Ampiezza massima del segnale} = 7,1 \text{ V}$$

$$\text{Durata del picco positivo} = 400 \mu\text{s}$$

$$\text{Durata del picco positivo: } 440 \mu\text{s}$$

$$\text{Durata del picco negativo: } 560 \mu\text{s}$$

$$\text{Tempo di salita: } 4 \mu\text{s}$$

$$\text{Tempo di discesa: } 5 \mu\text{s}$$

Per la realizzazione pratica del circuito si può tener conto della disposizione rappresentata in fig. 11; questo è realizzato su una piastrina isolante.

**L**a Thorn Bendix ha presentato una batteria nucleare di lunga durata, che fornisce una corrente costante di  $10^{-9}$  A, sotto tensioni da 5 a 10 KV, partendo da particelle beta emesse da una sorgente di kripton 85 aeriforme.

L'utilizzo principale consiste nelle batterie di condensatori che vengono caricati a corrente costante, per esempio per ottenere dei ritardi.

La sua semi-durata di vita è 10 anni e tre mesi, e può essere immagazzinata da 10 a 20 anni. Funziona regolarmente fra i notevoli intervalli di temperatura da  $-40^\circ$  a  $+70^\circ \text{ C}$ .

# PHILIPS

## quaderni d'applicazione

introduzione ai  
convertitori statici di  
energia elettrica

### il primo volume in italiano sull'argomento

Il volume riassume i problemi che si incontrano nell'affrontare questa nuova branca dell'elettronica, dandone spiegazione e suggerendone soluzioni, con finalità essenzialmente pratiche.

Per maggiori generalità, l'argomento trattato è quello della conversione statica della energia elettrica; per evitare d'abbracciare un campo troppo vasto e per desiderio di concretezza ci si limita però alla trattazione specifica della conversione a thyristor o diodi controllati, che costituisce oggetto di una tecnica ormai separata, abbastanza diversa da quella della conversione a diodi semplici e nettamente diversa da quella della conversione a transistor.

Il volume è diviso sostanzialmente in tre parti dedicate rispettivamente ai tre tipi fondamentali di convertitori, e cioè convertitori ca/cc (raddrizzatori controllati), convertitori cc/ca (inverter), convertitori cc/cc (chopper di potenza).

Da combinazioni di questi si possono poi ricavare altri numerosi tipi di convertitori. La diversa mole delle tre parti e cioè maggiore e più completa per la conversione ca/cc, minore e meno completa per le altre due, è indice della diversa esperienza effettuata nei tre tipi di convertitori.

Gli studi ed i lavori attualmente in corso sono rivolti tra l'altro a colmare questa disuguaglianza.

Le fotografie intercalate nel testo rappresentano prototipi effettivamente realizzati ed installati in esercizio, alcuni definitivamente, alcuni per periodi di prova più o meno lunghi e testimoniano pertanto delle finalità essenzialmente pratiche del lavoro svolto e del volume scritto.

Il contenuto di questo volume rispecchia l'attività svolta nel settore delle « correnti forti » dal L.A.E. (Laboratorio Applicazioni della Sezione ELCOMA).

---

**Sono di prossima pubblicazione monografie sulla tecnica operazionale, sui magneti permanenti, sui controlli elettronici, sul transistor di potenza e sulla logica industriale.**

**Questo volume è in vendita presso: BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS p.za IV Novembre 3, 20124 Milano al prezzo di L. 2.000**

# DETERMINAZIONE DELLA PROFONDITA' E QUALITA' DI MODULAZIONE

**A**nche se ci sono diversi modi di determinare la profondità di modulazione di un segnale modulato, l'impiego di un oscilloscopio è senz'altro da preferire perchè esso permette di determinare allo stesso tempo sia la profondità di modulazione che la qualità della modulazione.

Lo studio di un segnale VHF all'oscilloscopio dà i seguenti risultati:

La fig. 1 mostra l'oscillogramma di un segnale a 60 MHz modulato a 100 Hz con una ampiezza del 30%.

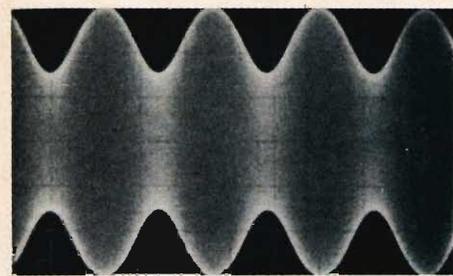
La fig. 2 mostra l'oscillogramma dello stesso segnale ma in questo caso modulato al 100%, da questa figura si può anche chiaramente vedere che l'involuppo ha subito una distorsione. In fig. 3 è riportata una sovr modulazione ( $m > 100\%$ ) mentre in fig. 4 la sovr modulazione è stata aumentata fino a che la sinusoide del segnale modulante è stato distorto nella forma di una tensione a onda quadra. Quando la modulazione viene effettuata con un modulatore, la sovr modulazione risulta l'inverso della modulazione.

La fig. 5, rappresenta un segnale modulato al 100%; si deve notare la distorsione, normalmente le parti superiori e inferiori dell'involuppo dovrebbero essere uguali.

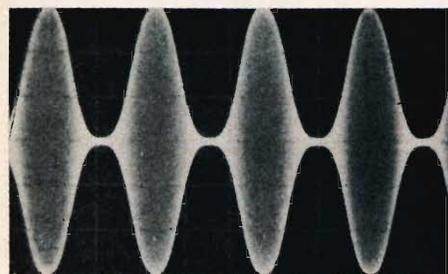
La fig. 6 mostra un segnale sovr modulato.

---

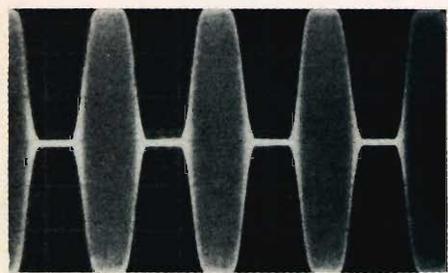
Fig. 1 - Oscillogramma di un segnale a 60 MHz con una modulazione del 30%. Fig. 2 - Oscillogramma dello stesso segnale di fig. 1 con modulazione del 100%. Fig. 3 - Oscillogramma di un segnale sovr modulato ( $m > 100\%$ ). Fig. 4 - Oscillogramma di un segnale in cui la sovr modulazione è stata aumentata. Fig. 5 - Oscillogramma di un segnale modulato al 100%.



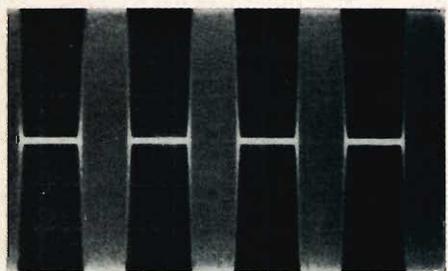
1



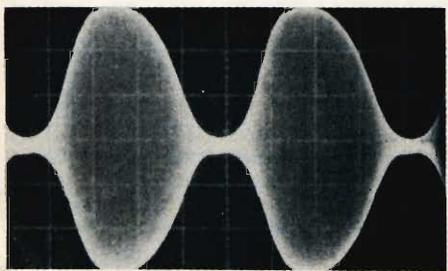
2



3



4



5

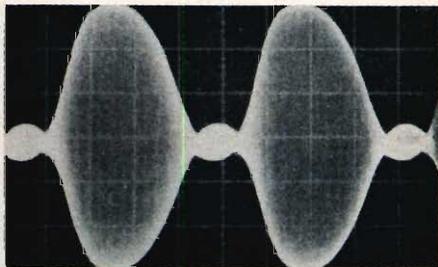
Riportiamo in questo breve articolo una serie di oscillogrammi atti a chiarire il concetto di modulazione su un segnale; con il loro aiuto potremo facilmente determinare la profondità di modulazione di un segnale e allo stesso tempo la sua qualità.

### Spiegazione della distorsione di un segnale RF

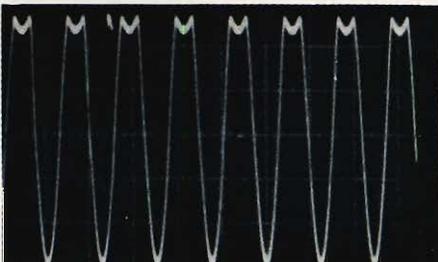
In relazione all'estensione della distorsione, una oscillazione sinusoidale produrrà in modo corrispondente un numero maggiore o minore di armoniche. In modo particolare con trasmettitori, oscillatori standard, ecc. è importante produrre un segnale avente una distorsione minore possibile in modo da prevenire segnali di disturbo alle frequenze più alte. Per la spiegazione di questa distorsione è molto adatto l'oscilloscopio da 60 MHz.

In fig. 7 è stato riportato un segnale affetto da una distorsione alle alte frequenze, mentre in fig. 8 si vede lo stesso segnale dopo essere passato attraverso un filtro armonico. Questo filtro è progettato in modo da fornire una attenuazione di 40 dB per la seconda armonica. In fig. 8 è chiaramente visibile la forma sinusoidale del segnale ottenuto.

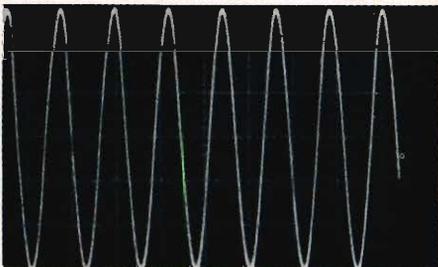
In fig. 9 è stato riportato un segnale sovrarmodulato dopo aver attraversato il filtro delle armoniche e sotto il segnale di modulazione (15 kHz dente di sega con sovrapposto ad esso un segnale sinusoidale a 4 MHz). In fig. 10 è stato riportato lo stesso segnale ma con l'aggiunta delle armoniche.



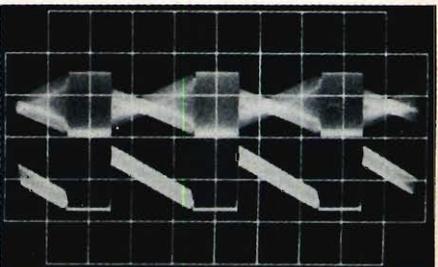
6



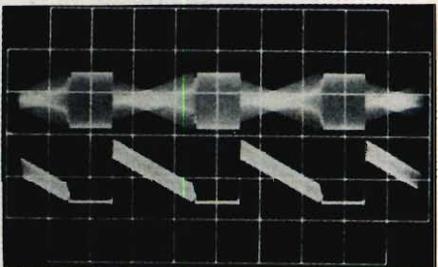
7



8



9



10

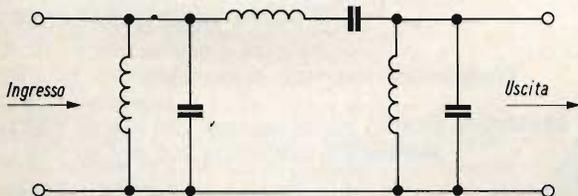
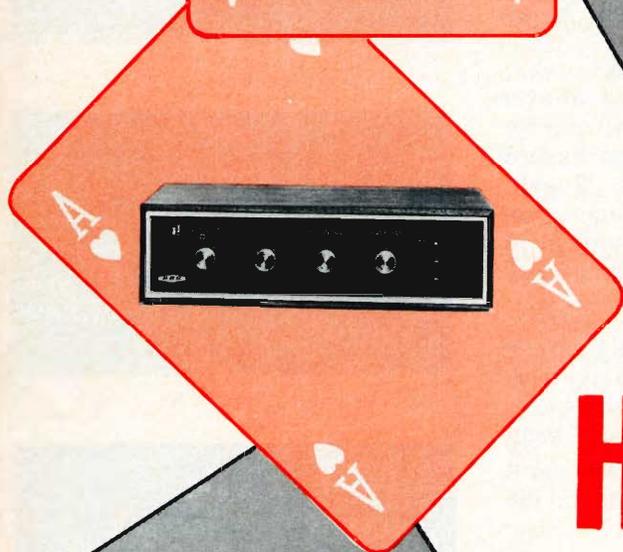
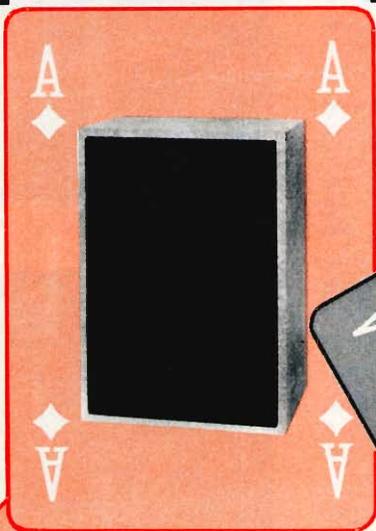


Fig. 11 - Circuito tipico semplificato di un filtro armoniche.

Fig. 6 - Oscillogramma di un segnale sovrarmodulato. Fig. 7 - Oscillogramma di un segnale affetto da distorsione. Fig. 8 - Oscillogramma dello stesso segnale ma dopo aver attraversato un filtro di armoniche. Fig. 9 - Oscillogramma di un segnale sovrarmodulato dopo essere passato in un filtro di armoniche. Fig. 10 - Oscillogramma dello stesso segnale in presenza di armoniche.

# un poker d'assi per sole L. 49.500



**un prezzo  
eccezionale  
per un completo  
impianto**

## HI-FI

### **1 amplificatore stereo**

Potenza d'uscita totale: 18 W  
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB  
Impedenza: 8 Ω  
Sensibilità pick-up piezoelettrico: 250 mV su 1 M Ω  
Sensibilità ausiliario: 250 mV su 47 k Ω

### **1 cambiadischi stereo « ELAC »**

modello 160  
quattro velocità  
completo di cartuccia

### **2 diffusori AA/0805-00**

Potenza nominale: 7 W  
Risposta di frequenza: 50 ÷ 13.000 Hz  
Impedenza: 8 Ω  
con un altoparlante di tipo speciale.

**Richiedetelo presso tutte le Sedi G.B.C.**

# I SISTEMI DI CORREZIONE DI IMPEDENZA DEI GENERATORI

**STRUMENTI  
E MISURE  
DI  
LABORATORIO**

Le formule classiche riguardanti i sistemi d'attenuazione sono normalmente basate sulla perdita reale di inserzione o sul guadagno. Ma, per gli adattatori d'impedenza impiegati con dei generatori, in genere, è più comodo effettuare i calcoli partendo direttamente da rapporti determinati di tensione e di resistenza senza far intervenire le perdite per inserzione.

**U**n ricevitore, destinato a funzionare a frequenze VHF o più alte, è normalmente previsto in modo da essere utilizzato con una antenna di impedenza particolare. Per effettuare misure precise di sensibilità su un tale ricevitore, è necessario che la resistenza interna effettiva del generatore sia uguale alla resistenza di antenna specificata per il ricevitore; per ottenere queste condizioni, è spesso necessario modificare la resistenza interna effettiva con l'aiuto di un sistema di correzione esterno, disposto fra l'uscita del generatore e l'entrata del ricevitore.

Questa operazione è estremamente semplice allorchè la resistenza interna debba essere aumentata. Fino a frequenze di circa 500 MHz, si possono ottenere ottimi risultati ponendo semplicemente una resistenza in serie (fig. 1). La resistenza interna effettiva diviene allora uguale a  $R_o + R_s = R_u$ ; con questa disposizione in serie, la f.e.m. di origine (e di conseguenza la differenza di potenziale ai capi di un carico equilibrato) non è variata da questa resistenza aggiunta.

La tensione all'estremità ricevitrice, ai capi di un dato carico, è uguale alla ten-

sione che apparirebbe ai capi del carico stesso se essa fosse stata realizzata direttamente all'interno; a condizione che la resistenza interna, all'estremità emettitrice del cavo di collegamento, sia uguale all'impedenza caratteristica del cavo stesso.

Ne consegue che la resistenza in serie può essere realizzata sia all'estremità emettitrice di un cavo, che compensa  $R_u$ , sia all'estremità ricevitrice di un cavo, che compensa  $R_o$ . Normalmente la seconda di queste soluzioni è la più appropriata in quanto consente che il cavo alimen-

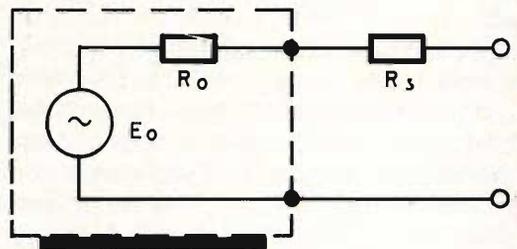


Fig. 1 - Aumento della resistenza interna tramite una resistenza in serie.

tato da un generatore compensi naturalmente  $R_o$ , e che, in certi apparecchi, esso non è neanche separabile.

Quando la resistenza interna del generatore è superiore al valore dato, la tra-

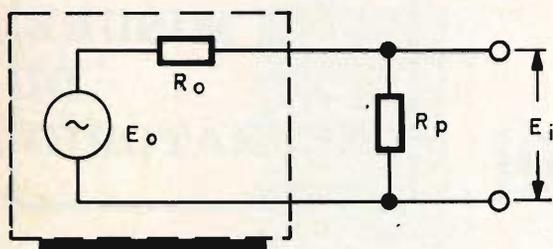


Fig. 2 - Riduzione della resistenza interna tramite una resistenza in parallelo.

sformazione non è così semplice. L'applicazione del metodo precedente suggerisce l'utilizzazione di una resistenza esterna posta in parallelo, come indicato in **fig. 2**. La resistenza interna effettiva  $R_u$  è allora funzione di  $R_o$  e  $R_p$ , poste in parallelo, dove il valore di  $R_p$  è dato dalla formula:

$$R_p = \frac{R_o \cdot R_u}{R_o - R_u}$$

Ma  $R_p$  ed  $R_o$  formano ugualmente un partitore di tensione in modo che la f.e.m. effettiva è ridotta al valore  $E_i$ , dato da:

$$E_i = \frac{R_p}{R_p + R_o} \cdot E_o$$

Questo significa che all'indicazione di tensione fornita da un generatore deve essere applicato un fattore di correzione dato da  $R_p/(R_p + R_o)$ . Tale procedura può essere utilizzata in modo regolare per certi rapporti di impedenza, con dei ricevitori che hanno bisogno di una resistenza interna assai bassa; in generale si raccomanda di prevedere un adattatore d'impedenza che fornisca un rapporto di tensione appropriato. Un adattatore d'impedenza correttamente determinato presenta il vantaggio addizionale che, quando è correttamente equilibrato, la sua impedenza di entrata è uguale alla resistenza  $R_o$  del generatore.

Si può utilizzare un sistema a T o a  $\pi$ , in funzione dei valori più appropriati per i circuiti. Le formule classiche di calcolo dei valori di tali adattatori d'impedenza sono abitualmente espresse in funzione del guadagno.

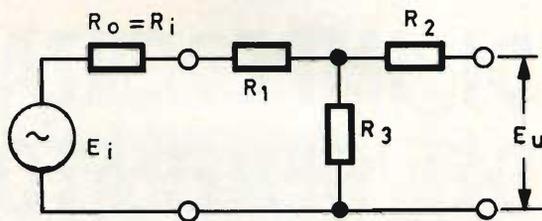


Fig. 3 - Esempio di sistema a T.

Ma, per le frequenze che sono date in questo articolo, la sensibilità del ricevitore e di conseguenza l'uscita del generatore sono abitualmente espresse in valori di tensione; il rapporto di tensione costituisce in questo caso un parametro di concezione meglio adattabile.

### SISTEMI A T

La **fig. 3** mostra la disposizione classica di un generatore.  $R_i$  è la resistenza di entrata quando l'adattatore è equilibrato da una resistenza uguale a  $R_u$ , essendo quest'ultima la resistenza di uscita effettiva con  $R_o$  uguale a  $R_i$ . I valori degli elementi resistivi possono essere calcolati partendo dalle seguenti espressioni, nelle quali:

$$N = E_i/E_u \text{ (rapporto di tensioni)}$$

$$F = R_i/R_u \text{ (rapporto di resistenze)}$$

$$R_3 = R_i \cdot \frac{2N}{N^2 - F}$$

$$R_2 = \left( R_u \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} \right) - R_3$$

$$R_1 = \left( R_i \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} \right) - R_3$$

### SISTEMI A $\pi$

Il collegamento corrispondente a questo tipo è messo in evidenza in **fig. 4** dove

Rapporto d'attenuazione				Valori di resistenze in ohm					
N (dB)	N	R <sub>1</sub>	R <sub>0</sub>	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>	R <sub>3</sub>	R <sub>4</sub>	R <sub>5</sub>	R <sub>6</sub>
10	$\sqrt{10}$	75	50	45,7	11,9	55,8	31,8	81,4	67,2
14	5	74	50	52,7	24,5	31,9	154	71,4	118
20	10	75	50	62,2	36,3	15,2	97,5	58,5	286
6	2	75	60	34,1	5,5	109	827	132	41,3
10	$\sqrt{10}$	75	60	42,3	23,0	54,3	197	107	83,2
14	5	75	60	51,0	24,5	31,6	129	87,7	143
20	10	75	60	67,7	40,2	15,2	97,1	73,2	296
6	2	60	50	25,7	7,1	85,7	417	116	35,0
10	$\sqrt{10}$	60	50	33,2	20,4	43,2	146	91,0	69,6
14	5	60	50	40,9	30,0	25,2	100	73,5	119
20	10	60	50	49,4	39,1	12,2	73,5	59,7	247

gli elementi resistivi sono stati chiamati R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> ed R<sub>6</sub> unicamente per evitare confusione con gli elementi dei sistemi a T.

Il calcolo è semplificato utilizzando delle conduttanze al posto delle resistenze

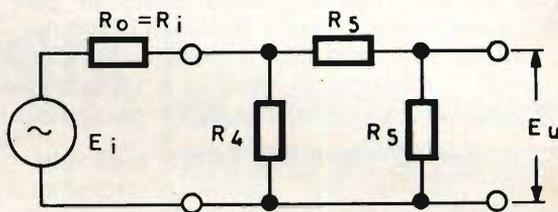


Fig. 4 - Esempio di sistema a  $\pi$ .

e le espressioni sono, di conseguenza, scritte in valori reciproci, che possono essere prontamente invertiti utilizzando delle tabelle appropriate.

$$\frac{1}{R_6} = \frac{1}{R_u} \cdot \frac{2N}{N^2 - F}$$

$$\frac{1}{R_5} = \left( \frac{1}{R_u} \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} \right) - \frac{1}{R_6}$$

$$\frac{1}{R_4} = \left( \frac{1}{R_i} \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} \right) - \frac{1}{R_6}$$

### VALORI LIMITI

Il limite di rapporto di conversione di impedenza (valore massimo di F) per una attenuazione data è ottenuto quando il valore di R<sub>2</sub>, in un sistema a T, è nullo o quando R<sub>4</sub>, in un sistema a  $\pi$ , è uguale all'infinito. Queste due condizioni si riscontrano quando  $F = N^2 / (2N - 1)$ . Così, è evidente che, per una valida conversione di impedenza, il valore minimo utile di N può essere considerato uguale a 2.

### SCALA IN DECIBEL

Perché il risultato sia corretto, è necessario precisare che la dicitura in decibel sottintende un guadagno, e non deve essere applicata a delle tensioni se non quando le due tensioni in discussione sono prodotte ai capi d'impedenze uguali.

A frequenze inferiori a 500 MHz, tuttavia, alcuni attenuatori di generatore so-

no normalmente tarati in decibel come rapporto con la tensione d'uscita minima o massima dello strumento e ciò, di conseguenza, rende sovente comodo scegliere come valore d'attenuazione dell'adattatore di impedenza il numero 20, essendo  $\log_{10} N$  un numero più esatto e che può essere riportato sulla scala in dB del generatore. Così i valori più appropriati da scegliere per N sono quelli per i quali il rapporto di decibel è uguale o molto vicino al rapporto esatto di tensione.

La tabella fornisce i valori degli elementi resistivi per alcune conversioni classiche, e per dei rapporti d'attenuazione di 6 dB, 10 dB, 14 dB e 20 dB.

### APPLICAZIONI GENERALI

Le formule possono evidentemente essere utilizzate esattamente nella forma indicata per il calcolo dei valori di resistenza quando l'impedenza d'uscita dell'attenuatore è superiore alla sua impedenza d'entrata, cioè quando  $R_u$  è superiore a  $R_i$ . Il rapporto di resistenze F

diviene allora inferiore all'unità e  $R_1$  assume un valore inferiore a  $R_2$ .

E' importante perciò ricordare che le formule indicate sono basate su un rapporto di tensione (e non sul guadagno), con delle impedenze d'entrata e di uscita che non sono uguali. Gli attenuatori, di conseguenza, non sono reversibili, cioè la transizione tra il modo di aumento di resistenza ed il modo di diminuzione non può essere ottenuto variando semplicemente i valori di  $R_1$  e  $R_2$  (o di  $R_4$  e  $R_5$ ).

In effetti, l'obbiettivo da raggiungere è quello di realizzare un adattatore o un attenuatore che abbia un rapporto di tensione appropriato e, per ottenere questo risultato, è necessario calcolare separatamente i valori di resistenza per ciascun attenuatore. La tabella fornisce i valori degli elementi resistivi impiegati negli adattatori a T e a  $\pi$  in corrispondenza dei rapporti d'attenuazione correntemente utilizzati.

(da *Electronique Professionelle* 1-68-1147)

## RADIOTECNICI - RADIORIPARATORI - RADIOAMATORI

UNA SOLA E' LA DIREZIONE...

E' 




34127 TRIESTE Via F. Severo, 138

# EFFETTI NEI MESA-TRANSISTOR CON ELEVATA DENSITÀ DI CORRENTE

**ELETTRONICA  
INDUSTRIALE**

Il Parte

Nella prima parte ci siamo occupati esclusivamente del comportamento in corrente continua. Abbiamo trovato una serie di cause che assieme provocano una « prematura saturazione » dei transistori; prematura sino a quando tra contatto di base e contatto di collettore giace una tensione inversa. Il collettore stesso, tuttavia, non assorbe più completamente i portatori di carica in arrivo a causa della caduta di tensione nella zona di transito. La zona del campo di caratteristiche indistorte relative ad un transistor ideale può perciò essere sensibilmente ristretta. Tale restringimento diventa ora sensibilmente forte, quando consideriamo il comportamento in corrente alternata per funzionamento con piccoli segnali di alta frequenza o per funzionamento in commutazione.

## 5. Comportamento in corrente alternata

**L**a figura 8 deve dimostrare i maggiori ostacoli in base al parametro del quadrupolo di alta frequenza  $\gamma_{21b}$  e alla grandezza differenziale.

Nella parte sinistra della figura si trovano due fronti caratteristici della « montagna di pendenza » che sono separati tramite una curva tratteggiata.

Nel transistor ideale questa curva tratteggiata dovrebbe cadere all'incirca sull'asse di corrente. La parte destra della figura mostra la curva tratteggiata, corrispondente a frequenze ulteriormente più ridotte e, quale confronto, una curva a 100 MHz per un transistor di commutazione mesa al germanio con materiale di origine ad elevato drogaggio.

Gli idonei punti di lavoro per 500 MHz di frequenza di esercizio non giaceranno, per questo campione di amplificatore, a più di 2mA. Da dove deriva questa forte

limitazione alle alte frequenze? Sebbene noi vogliamo sviluppare ancora successivamente una più approfondita spiegazione, dobbiamo subito segnalare due cause che derivano da quanto già prima spiegato. È già stato detto che la curva di limitazione di corrente continua della figura 3 viene determinata da una polarizzazione di flusso del collettore che comporta la iniezione di portatori. Questa iniezione, a causa della relativamente elevata espansione della zona di transito di collettore, ha un effetto di grande scorrimento e alle elevate frequenze non può avere seguito, cosicché diventa efficace una più alta resistenza di transito. Inoltre la repressione di corrente al bordo agisce in modo più rimarcato in alta frequenza. Un calcolo analogo a quello fatto per la considerazione di esercizio in corrente continua porta a

$$\frac{I_{ea}}{I_{ei}} = \frac{I_{Ea}}{I_{Ei}} + \frac{q}{kT} r_{bi} (1 - \alpha_i) I_{Ea}$$

in cui  $\alpha$  è l'amplificazione di corrente di

basso segnale di alta frequenza. Con gli stessi valori del primo calcolo, tuttavia, alla frequenza limite di  $\alpha$  del transistor, si ha  $I_{ea}/E_{ei} \approx 3$ . Anche questo risultato è ancora più drastico nella realtà poiché è ancora più stata realizzata una grossolana separazione del transistor in due campi. Poiché quindi viene raggiunta una sufficiente densità di corrente continua per

rente alternata ad alta frequenza a questo svantaggioso tratto parziale e quindi l'effetto di limitazione agisce completamente.

La figura 9 mostra per lo stesso transistor, analogamente alla figura 8, l'amplificazione unilaterale di potenza quale funzione dei punti nel campo di caratteristiche.

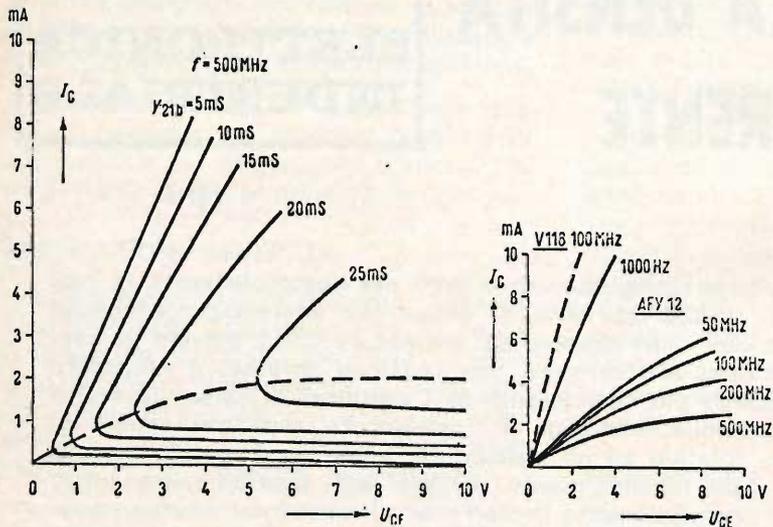


Fig. 8 - Dipendenza  $\gamma_{21b}$  quale parametro nel campo di caratteristiche di uscita di un transistor mesa al germanio (AFY 12).

una prematura sovrassaturazione solo nella parte di bordo di emettitore esterna a tutto, ne segue un componente di cor-

Troviamo esattamente la stessa curva tratteggiata, come nel diagramma della pendenza. Ciò è comprensibile poiché una variazione principale del funzionamento del transistor si verifica precisamente su questa linea di limitazione. I due fronti pendenti della « montagna di amplificazione » mostrano, nello stesso tempo, le due possibilità di una regolazione di amplificazione.

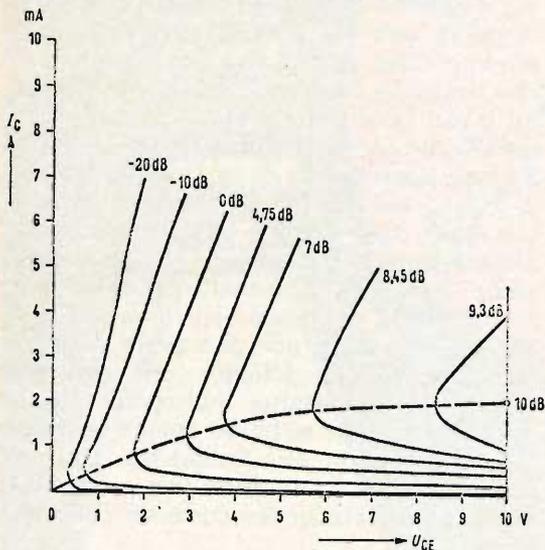


Fig. 9 - Amplificazione unilaterale di potenza, quale parametro, nel campo di caratteristiche di uscita di un transistor mesa al germanio (AFY 12) a 500 MHz.

Se viene prestata attenzione proprio alla « regolazione verso l'alto » per il suo ottimo comportamento nei confronti della modulazione incrociata, riconosciamo un effetto della zona di transito di collettore. Anche il diverso effetto alle diverse frequenze diventa comprensibile e le considerazioni successive permettono un dimensionamento anche di questo transistor.

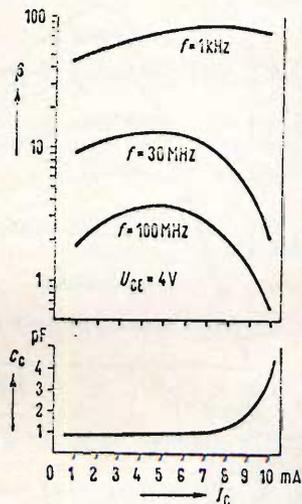
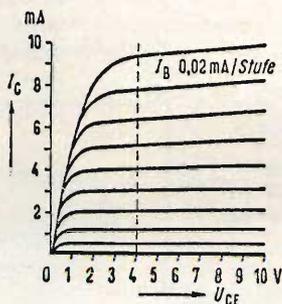
Poiché la curva tratteggiata ha un andamento molto più pendente l'assorbimento per la regolazione (corrente di base per la regolazione) rimane ridotto per un ampio campo di regolazione di alta frequenza.

La figura 10 presenta ancora, sotto altra forma, l'influsso della limitazione di transito. Tale rappresentazione deve servire soprattutto quale confronto con i transistori epitassiali da esaminare alla fine.

Vediamo che l'amplificazione di corrente di piccolo segnale  $\beta$  incomincia a scendere con correnti di collettore più ri-

mutate con quei transistori, la cui zona di transito è a basso valore ohmico. Possiamo descrivere tale fenomeno fisico col fatto che la densità di corrente limite nel collettore è direttamente proporzionale al drogaggio, contro al quale, inizia l'aumento di tensione utilizzabile tra tensione residua e tensione inversa con una ridotta potenzialità del drogaggio.

Fig. 10 - Dipendenza della corrente di amplificazione di corrente e della capacità di collettore di un transistore di amplificazione mesa al germanio del tipo AFY 12.



dotte man mano che aumenta la frequenza, analogamente alla pendenza secondo la figura 9. Inoltre deve essere riportata ancora la capacità di collettore, misurata a 1 MHz. Ciò concorda con la nostra dichiarazione che ciò inizia a salire a circa 7 mA, dove pure interviene anche la saturazione del collettore a causa dell'influsso di resistenza di transito. Da questo punto vengono iniettati portatori nella zona di transito attraverso il collettore già polarizzato in conduzione al bordo, cosicché i portatori danno avvio ad una capacità di diffusione dipendente dalla corrente.

## 6. Tecnica epitassiale

Per evitare tutti gli effetti disturbanti enumerati, si necessiterebbe di una limitazione possibilmente ampia della zona di transito di collettore.

In uno studio di J. Early (11) come pure in una pubblicazione di Grinich e Noyce (12) venne già constatato, che, in commutazione, vengono ottenute spontaneamente le massime densità di energia com-

La nuova tecnica, denominata epitassiale, che realizza la crescita di strati semiconduttori ad alto valore ohmico molto sottili su un supporto fortemente drogato è stata introdotta sempre più, da circa due anni, per la realizzazione di transistori di alta frequenza. La tecnica epitassiale sembra la migliore per limitare il problema della resistenza di transito e per rendere utilizzabili i transistori anche per elevatissime densità di corrente. Bisogna solo osservare fino a quale punto questa speranza viene confermata. Ritorniamo alla figura 1 dove troviamo già la struttura di un mesa-transistore epitassiale. Si aspira a realizzare uno strato così sottile che la zona di carica spaziale di collettore arrivi ad alto valore ohmico e non rimanga alcun effetto di resistenza di transito. Ciò non è completamente realizzabile particolarmente per un transistore in conduzione; tuttavia possono essere raggiunti spessori di strato di soli pochi micron che portano già ad un sensibile progresso nell'intero comportamento con corrente elevata.

La figura 11 mostra una tipica rappresentazione di caratteristiche di un transistor mesa-epitassiale al germanio. Le dimensioni geometriche e, in particolare la superficie di emettitore di  $30 \mu\text{m} \times 70 \mu\text{m}$ , sono invariate nei confronti del prece-

frontabile con il transistor MADT succitato.

Con questo miglioramento è possibile far lavorare un transistor mesa a strato di crescita fino a densità di correnti sensibilmente maggiori di prima. In figura 11 è rappresentato l'andamento tensione-corrente fino a 500 mA che corrisponde ad una densità di corrente di  $25.000 \text{ A/cm}^2$ . Anche un valore quasi doppio potrebbe essere tollerato per breve tempo senza danni per il transistor. Troviamo ora anche una lineare limitazione di resistenza completamente nuovo data dalle diverse piccole resistenze di transito residue con caratteristica puramente ohmica. La caduta delle caratteristiche verso tensioni elevate potrebbe essere spiegata da un riscaldamento del sistema troppo elevato con conseguente diminuzione della amplificazione di corrente.

La figura 12 mostra anche il comportamento in alta frequenza dei transistori epitassiali. Troviamo ancora qui comportamenti molto interessanti che ci possono portare ad una più approfondita comprensione del comportamento con corrente elevata e che sono di notevole importanza per un impiego appropriato della tecnica epitassiale. Nella figura 12 sono riportati, uno accanto all'altro, i risultati delle prove condotte su due mesa-transistori in tutto eguali ad esclusione della resistenza specifica  $\rho_s$  dello strato di crescita. Il transistor sulla destra ha uno strato di crescita  $p$  venti volte superiore di quello di sinistra. Le immagini parziali corrispondono completamente a quelle della figura 10 ad esclusione della scala di corrente e del parametro di tensione. Il transistor ad elevato valore ohmico mostra inoltre una netta diminuzione dell'amplificazione di corrente come pure della frequenza limite con corrente di esercizio in aumento e incostante capacità di collettore. L'aumento di  $\beta$  alle piccole correnti è qui meno interessante; esso è in relazione con la capacità di collettore. Al contrario, il transistor epitassiale a basso valore ohmico realizza ciò che noi abbiamo sperato con l'eliminazione della zona di transito; amplificazione di corrente, frequenza limite, e capacità rimangono praticamente immutate sino ad elevatissime densità di corrente.

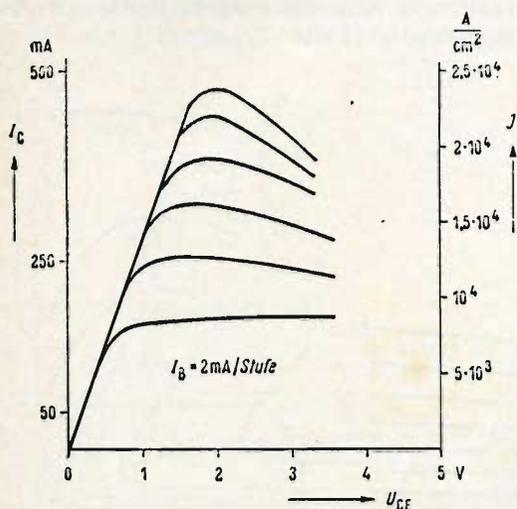
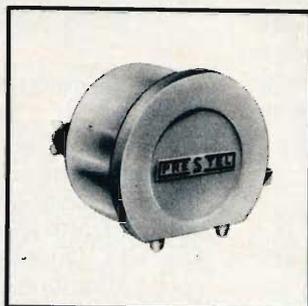


Fig. 11 - Transistore mesa epitassiale al germanio con  $\rho_s = 4 \Omega \text{ cm}$ .

dente campione. Si determinano subito due progressi che lo strato di crescita comporta quale dono; nessun effetto thyristor e nessun effetto  $\alpha^*$ ! Ciò viene chiarito dallo strato  $p$ , di valore ohmico molto basso, che si connette allo strato di crescita. Dicevamo appunto già in precedenza, che un buon contatto  $pp^+$  sarebbe la soluzione dell'effetto thyristor. L'assenza dell'effetto  $\alpha^*$  non risulta ancora dal nostro primitivo calcolo. Una esatta equazione per transistori epitassiali, che porti anche ad una non insensibile modifica della normale espressione per la corrente inversa di collettore  $I_{CBO}$ , comprende tuttavia anche l'eliminazione di questo secondo effetto disturbante.

Se consideriamo approssimativamente il caso di uno strato di crescita completamente riempito dalla carica spaziale di collettore, rimane solamente una completa zona di transito di collettore di basso valore ohmico. Come risultato si ha una corrente inversa di collettore molto più ridotta ed un trascurabile effetto  $\alpha^*$  con-

# AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI



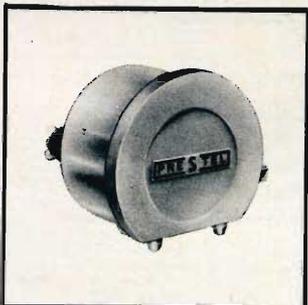
- TR 2 - UHF** Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistor • NA/070
- TR 2 - VHF** Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistor • NA/070
- TR 1 - UHF** Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistor • NA/067
- TR 1 - VHF** Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistor • NA/067
- Specificare il canale d'impiego.

## ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI



**A 3 N** Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori. Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω - NA/0720-00.

**AT 1** Alimentatore economico adatto per tutti gli amplificatori non miscelati. Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω NA/0730-00.



## MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

- MA 1 UHF-VHF** Entrata 75-300 Ω  
NA/4200-00 Uscita 75 Ω
- MA 2** per I e III banda - Entrata 75-300 Ω  
NA/4210-00 Uscita 75 Ω

A mezzo commutazione Interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.

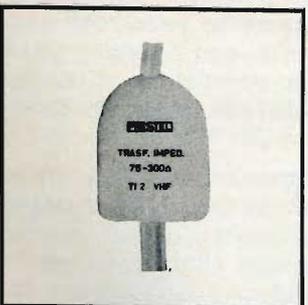


**M13 UHF-VHF** per esterno - Entrata 75-300 Ω; Uscita 75 Ω - NA/4220-00



## DEMISCELATORI UHF-VHF

- DM 1** DEMISCELATORE UHF-VHF  
Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω, volante  
NA/3860-00



## TRASFORMATORI DI IMPEDENZA

- TI - UHF** TRASFORMATORE di IMPEDENZA UHF 75-300 Ω, volante  
NA/3640-00
- TI - VHF** TRASFORMATORE di IMPEDENZA VHF 75-300 Ω, volante  
NA/3590-00

# PRESTEL

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

Prima di cercare una spiegazione di ciò, sia detto che questo stato di cose rende proprio il transistor epitassiale a basso valore ohmico ampiamente superiore per molti impieghi di commutazione anche quando questo ha, da parte sua, limiti propri per capacità di collettore più elevata e ridotta rigidità dielettrica.

## 7. Modificazione di carica spaziale

Potremmo essere soddisfatti di chiarire il comportamento dei transistori epitassiali prescindendo da quanto riportato sopra e attribuire semplicemente i rapporti

Alla base della trattazione matematica vi è soltanto la formula di Poisson

$$\Delta U = \frac{\rho}{\epsilon_r \epsilon_0}$$

Con la densità di corrente presente nei transistori di alta frequenza, la concentrazione dei portatori di carica mobili entro la zona di carica spaziale del collettore diventa, in certi casi, confrontabile o grande nei confronti della densità fissa di carica spaziale. Quest'ultima è infatti data dalla concentrazione di drogaggio, cioè è molto diversa per strati di crescita ad alto o basso valore ohmico.

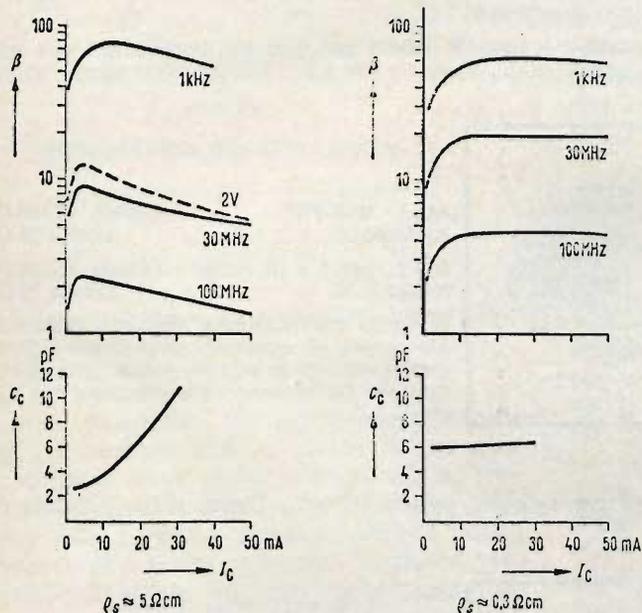


Fig. 12 - Dipendenza della corrente e della capacità di collettore in un transistore mesa al germanio con strati di crescita a diversa conducibilità.

con lo stato di crescita ad alto valore ohmico ad un residuo permanente dell'influenza di transito di collettore. Una esposizione comune dei risultati sperimentali ed un ragionamento organico permettono invece un puro proseguimento della teoria di questi transistori che pone al centro dell'attenzione la carica spaziale di collettore e la sua modificazione tramite flusso di corrente. La zona di carica spaziale di collettore di un transistor viene notoriamente creata tramite gli ioni della sostanza di drogaggio sui due lati della giunzione pn. Tali ioni vengono liberati, tramite la tensione inversa applicata ai loro elettroni praticamente liberi e alle loro lacune.

Non appena i portatori, che scorrono attraverso la zona di carica spaziale, diventano sufficientemente numerosi, varia subito drasticamente, con tensione totale applicata fissa, la ripartizione di campo ed infine anche la sua ampiezza come pure la condizione del collettore.

Con ciò può essere creata, in ultima analisi, una modificazione di spessore di base e quindi una diminuzione di frequenza limite alle correnti elevate. La valutazione di questo problema richiede una modifica dello spessore di carica spaziale  $\rho$  in una funzione dipendente dalla corrente e dallo spazio.

In ciò bisogna prestare attenzione dap-

prima alla dipendenza dall'intensità di campo della mobilità e, in secondo tempo, allo estendersi dei percorsi di corrente con il movimento degli elettroni.

La corrente di emettitore vale per noi quale variabile indipendente che può essere determinata, a piacere, dall'esterno. Il procedimento di calcolo è quindi, in linea di principio, chiaro. A causa della sua complessità matematica e poiché è possibile, grazie a scrupolose ma semplici considerazioni, anticipare ampiamente il risultato, si è rinunciato al suo difficile calcolo.

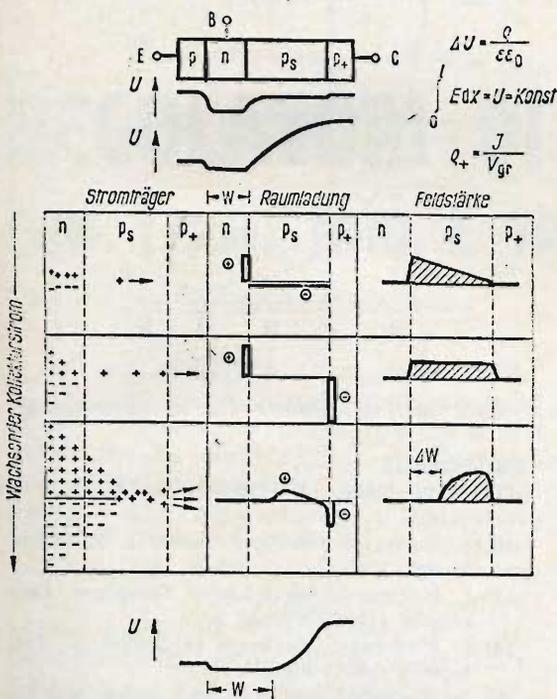


Fig. 13 - Modificazione di carica spaziale in transistori epitassiali con elevata densità di corrente.

La figura 13 dà una visione dei fenomeni in un esemplare epitassiale (pnp).

Oltre alla formula di Poisson è riportato anche il valore minimo di densità di carica spaziale dei portatori  $\rho$  (velocità limite raggiunta ovunque) e la formula di integrare di campo per tensione fissa collettore-base.

Nella presente considerazione tipo si prescinde da altri flussi di resistenza di transito ( $r_b, r_c$ ).

Nelle altre figure parziali è rappresentato l'andamento dei singoli strati parziali del transistor epitassiale. Con ridotta iniezione prevalgono comportamenti « classici ». Per il nostro esempio epitassiale a basso valore ohmico ciò vale fino a circa 100 mA.

L'esemplare ad alto valore ohmico viene invece più profondamente spiegato con la seconda riga già a 5... 7mA, dove gli strati di carica spaziale fissi e mobili quasi si compensano nella strato  $p_s$ . L'intensità di campo trasversale allo strato è, in questa gamma, quindi all'incirca costante. Con ulteriore aumento di corrente, ruota il gradiente di campo; una parte in aumento dello strato di crescita diventa « zona di base ». Ciò si ottiene in modo formale quale risultato costruttivo di un triangolo con pendenza crescente del fianco a superficie costante e in modo causale quale effetto di schermo delle lacune nella zona di carica spaziale sul potenziale di sbarramento che respinge gli elettroni di base. L'ampiezza di carica spaziale si contrae a causa della elevata densità di carica spaziale. Con ciò la carica spaziale è saldamente « attaccata » alla giunzione  $p_s p^+$ .

La diminuzione della densità di carica spaziale verso il bordo destro dello strato  $p_s$  deve diminuire, poiché i portatori di carica, nel loro percorso attraverso lo strato, si distribuiscono sicuramente per cui scende la loro densità.

Diventa chiaro nell'esaminare questo andamento che non è più assolutamente possibile una netta separazione tra zone con puro trasporto di diffusione e puro trasporto di campo proprio con elevate densità di corrente, poiché le giunzioni si confondono sempre più.

La dipendenza della situazione di collettore dalla corrente provoca ora anche una capacità di diffusione del collettore affine all'effetto Early (variazione della carica pilota di base provocata dalla modificazione dello spessore di base). Trova una spiegazione quindi anche l'aumento di capacità osservato che corrisponde alla diminuzione di frequenza limite.

La figura parziale destra chiarisce l'attesa diminuzione di tensione inversa.

A titolo di confronto è riportata, sulla stessa figura, la caratteristica inversa di un transistor non epitassiale ma analogo con materiale di collettore di  $1 \Omega \text{ cm}$ . Qui si può spostare verso destra la carica spaziale già immobile e la diminuzione di tensione inversa viene a mancare.

Il manifestarsi di una modificazione della carica spaziale è necessario per le relazioni comuni delle leggi dell'elettricità. Noi la incontriamo quindi in forma modificata sicuramente anche in transistori

inferiori della nostra rappresentazione schematica. Si ha già, con piccole correnti, una capacità di diffusione e uno specifico influsso della densità di corrente sullo spessore efficace di base.

Nei transistori psp ciò avviene sempre da una specifica critica intensità di corrente. In ciò dovrebbe principalmente trovarsi, nel confronto, e premesse uguali dimensioni geometriche, un puro vantaggio del transistor mesa epitassiale con elevate densità di corrente.

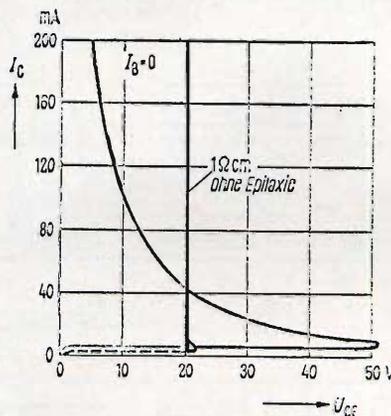
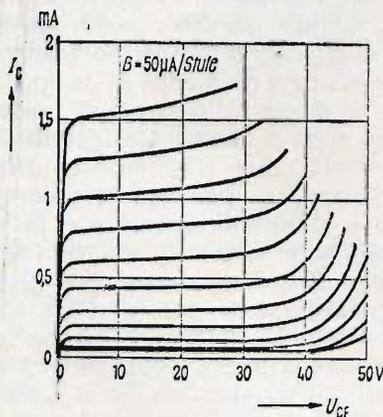


Fig. 14 - Caratteristiche di lavoro e inverse di un transistor mesa al germanio con strato epitassiale ad alto valore ohmico.

non epitassiali. Là avevamo semplicemente la possibilità di chiarire i fenomeni osservati anche in altro modo. Tali spiegazioni devono quindi essere riviste e rese comprensibili tramite effetti di modificazione di carica spaziale.

La possibilità di regolazione verso l'alto, rappresentata insieme al diagramma di amplificazione di potenza, può essere ora da noi interpretata come un disaccoppiamento del diodo di ingresso, e di uscita (base comune) tramite ampliamento della base. Tramite il grosso strato di collettore ad alto valore ohmico è possibile, con corrente di lavoro in aumento, una diminuzione di frequenza limite di molti ottavi.

Se noi facciamo ancora un confronto con il transistor MADT o, in generale, con il transistor pnp, troviamo infine già con la minima corrente un andamento dall'intensità di campo nella zona di carica spaziale, che giace tra le due righe

#### BIBLIOGRAFIA

- (1) C. W. Müller, J. Hilbrand: IRE Trans. ED-5 (1958), S. 2-5.
- (2) J. M. Early: Bell Syst. Techn. J. 32 (1953) S. 1271-1312.
- (3) L. P. Hunter: Handbook of Semicond. Electronics (1956) Kapitel 4.
- (4) L. P. Hunter: Handbook of Semicond. Electronics (1956) Kapitel 13.
- (5) W. Rosinski: Colloque International sur les dispositifs à Semiconducteurs 1961, S. 201-208.
- (6) W. Shockley: Bell. Syst. Techn. J. 30 (1951) S. 990-1034.
- (7) E. J. Ryder: Phys. Rev. 90 (1953) S. 776-769.
- (8) R. Ehmeis, A. Herlet, E. Spenke: Proc. IRE 46 (1958), S. 1220-1229.
- (9) N. H. Fletcher: Proc. IRE 45 (1957), S. 862-872.
- (10) R. L. Pritchard: Proc. IRE 46 (1958), S. 1152-1160.
- (11) J. M. Early: IRE Trans. ED-6 (1959), Nr. 3, S. 322-325.
- (12) V. H. Grinich, R. N. Noyce, R. T. Kikochima: IRE Wescon Conv. Rec. (1959), Part 3, S. 49.

Titolo originale: Effekte in Mesa-Transistoren bei grosser Stromdichte. Siemens Aktiengesellschaft - Berlino - Monaco.

La parte introduttiva di questo articolo elenca le numerose possibilità di applicazione dei regolatori di temperatura. Segue una breve descrizione dei termistori, particolarmente indicati per questo impiego, con le loro dimensioni, dati caratteristici, curve di resistenza e principi di calcolo.

I Parte

**ELETTRONICA  
INDUSTRIALE**

# REGOLATORI DI TEMPERATURA CON TERMISTORI E TRANSISTORI AL SILICIO

**D**ai molteplici tipi di regolatori usati attualmente per il mantenimento costante della temperatura, preleviamo un gruppo di circuiti elettronici di regolazione che utilizzano termistori, quali elementi sensibili alla temperatura, e transistori al silicio, quali elementi di amplificazione. Per tale motivo anche il campo di temperatura, entro il quale devono intervenire i regolatori, è limitato: è stato stabilito come limite inferiore la temperatura di circa  $-40^{\circ}$ , la qualcosa non esclude che sussista un interesse verso termistori per impieghi speciali a temperatura sensibilmente inferiore. Quale limite superiore di temperatura è stato stabilito circa  $+350^{\circ}\text{C}$ , ed è dimostrato che questa temperatura è sufficientemente inferiore ai valori di temperatura di sinterizzazione dei materiali semiconduttori.

Il limite inferiore di temperatura è diventato oggi di grande attualità per i molteplici impieghi nella tecnica del freddo per la conservazione dei cibi. Sono necessari regolatori per impianti di congelamento come pure per congelatori, usati sempre in maggior numero, per

impieghi domestici. Un ulteriore gruppo di regolatori che funzionano pure sotto il punto di congelamento è destinato a frigoriferi di varie capacità come pure ad impianti di condizionamento.

Particolari estesi campi di applicazione si hanno nella regolazione della temperatura di locali di abitazione e di lavoro, sia che il regolatore rappresenti la parte di un apparato per il controllo del calore in grandi impianti di riscaldamento, come pure un semplice termostato in radiatori. Sono da citare inoltre per questo campo di temperatura: i regolatori per riscaldamento di serre come pure per incubatrici e per armadi destinati ad indagini mediche o biologiche. Talvolta vengono controllati impianti di riscaldamento anche in un campo di temperatura più ampio in cui il regolatore interviene se si scende sotto o si supera il punto di ebollizione dell'acqua. Grazie a ciò si ha un altro campo di impiego: il controllo di temperatura dei motori, di caldaia oppure di processi in impianti di lavanderia, in lavatrici, in lavastoviglie o per dispositivi per usi analoghi per l'industria o per la casa.

Per temperature ancora più elevate sono necessari regolatori destinati a piastre di cottura, a fornelli, in grandi cucine ed a cucine casalinghe; come pure regolatori destinati ad impianti di sterilizzazione di prodotti alimentari, al controllo di processi chimici o di fusione, alla produzione di articoli in resine sintetiche ed a tutta una serie di processi di regolazione, troppo numerosi per essere qui enumerati.

Nei confronti della precisione di regolatori, cioè alla loro capacità di intervenire ad un preciso o prefissato valore di temperatura, non vengono generalmente richieste prestazioni eccessivamente elevate. In generale è sufficiente una precisione di  $\pm 1^\circ\text{C}$ . E' importante invece che l'utilizzatore abbia la possibilità di stabilire da solo, entro un campo specifico la temperatura di intervento, di poter programmare questa oppure di adattarla alle condizioni ambientali o alle esigenze tecniche. Precisioni assolute più elevate (per esempio  $\pm 0,1 \div 0,02^\circ\text{C}$ ) comportano d'altra parte un maggior numero di componenti ed un maggior onere nello sviluppo di quello relativo ai circuiti di regolazione relativamente semplici qui descritti. Il regolatore è costituito, in linea di principio, da un ponte di resistenze, che comprende un termistore la cui resistenza viene determinata dalla temperatura da controllare, e da un amplificatore di corrente continua che porta ad eccitazione un relé quando la temperatura sale o scende nei confronti di un valore stabilito.

In questo articolo vengono descritti tre tipici esempi.

Il testo e i procedimenti teorici e pratici di dimensionamento sono trattati in modo tale da costituire un aiuto per la soluzione di altri compiti di regolazione.

### **Termistori per circuiti di regolazione**

I termistori sono resistenze elettriche il cui valore cala con rapidità eccezionale, secondo una funzione esponenziale, con l'aumentare della temperatura. Pertanto le variazioni di questa resistenza da un valore conosciuto è l'elemento

di riferimento per la rilevazione del discostamento della temperatura da un valore prefissato. I termistori vengono contrassegnati dal valore nominale della resistenza ad una specifica temperatura di riferimento (per es.  $20^\circ\text{C}$  o  $60^\circ\text{C}$ ) come pure dal coefficiente di temperatura TK, che fornisce la variazione percentuale di tale resistenza ad ogni grado e che è sempre negativo. Inoltre viene dato anche un coefficiente (valore B) che rappresenta una misura per dipendenza esponenziale della resistenza. Per il calcolo del regolatore è inoltre interessante conoscere la rapidità con cui il rivelatore a termistore assume la temperatura dell'ambiente in cui si trova e quanto contribuisce a questa temperatura il suo autoriscaldamento.

A tale scopo si utilizza la costante di tempo di raffreddamento  $t_{th}$  come pure la resistenza termica  $R_{th}$  (oppure la sua ammettenza termica  $G_{th}$ ).

A seconda di come i termistori devono essere usati quali rilevatori di temperatura, si hanno forme costruttive apposite e diversificate: per misure in gas, in liquidi o direttamente su una superficie di supporto.

### **Forme costruttive, dati e caratteristiche di resistenza**

Dalla ampia serie di tipi di termistori, disponibili per i più disparati impieghi, devono essere scelte alcune forme costruttive particolarmente indicate quali rilevatori di temperatura per regolatori. Nella figura 1 sono riunite le loro caratteristiche di resistenza.

#### **Termistore K 11**

Tale termistore è stato realizzato per misure in gas chimicamente poco attivi e soprattutto in aria (in movimento o calma). Esso può essere fornito nella serie di valori nominali di resistenza a  $20^\circ\text{C}$  riportati in figura 1. Il termistore K 11 ha una forma arrotondata di  $6 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$ , con uno spessore di  $3 \text{ mm}$ . Pesa solo  $0,5$  grammi e assume molto rapidamente la temperatura dell'ambiente in cui si trova.

## Dati caratteristici a 20 °C

Ammettenza termica

Costante di tempo di raffreddamento

Valori nominali di resistenza

Valore B (tolleranza di  $B = \pm 5\%$ )

Coefficiente di temperatura

$G_{thU} 8 \text{ mW/grado}$

$\tau_{tU} 30 \text{ s}$

vedi figura 1

vedi figura 1

TK da calcolare con la formula (3)

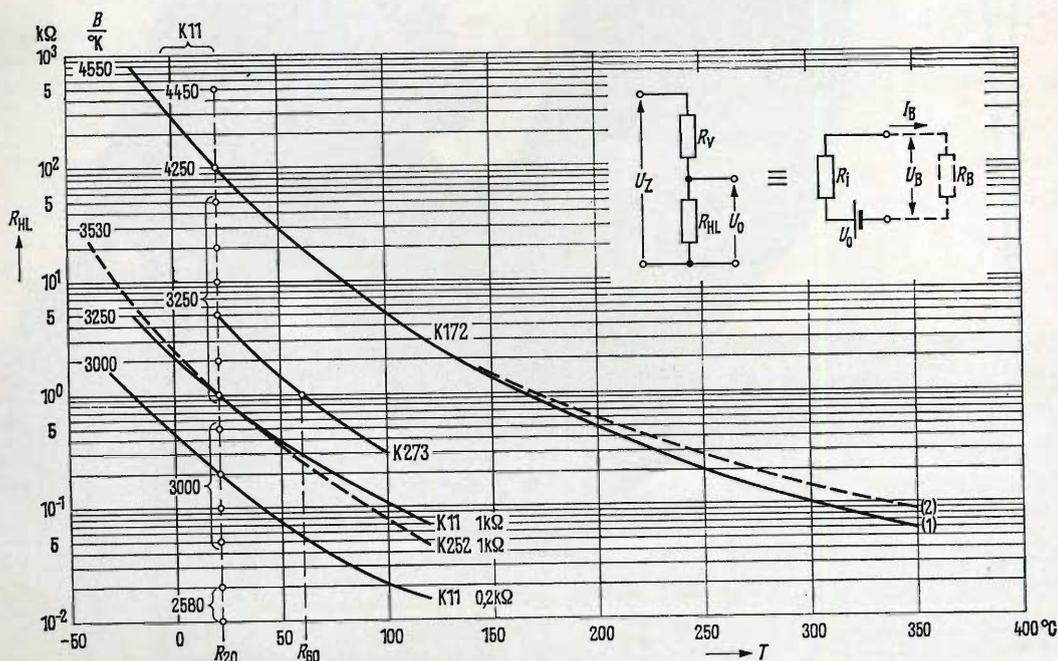


Fig. 1 - Caratteristica di resistenza di termistore.

### Termistore K 252

Questo tipo consiste in una custodia a bullone, nella quale è montato l'elemento sensibile del termistore. La testa è chiusa con resina molto resistente in modo da proteggere ampiamente il termistore contro influssi meccanici e chimici. Il gambo filettato di 4 mm permette l'immediato montaggio del termistore su una piastra o su una parete. Grazie a queste ottime proprietà di contatto, esso è particolarmente indicato come rilevatore di misura nella tecnica del calore e del freddo. Il suo peso si aggira intorno a 1,5 g.

In figura 1 sono riportate, a titolo di confronto, le caratteristiche di K 11 e K 252, ognuno per  $R_{20} = k\Omega$ . Corrispondentemente al maggior valore di B, la caratteristica del termistore K 252 scende più rapidamente.

### Termistore K 273

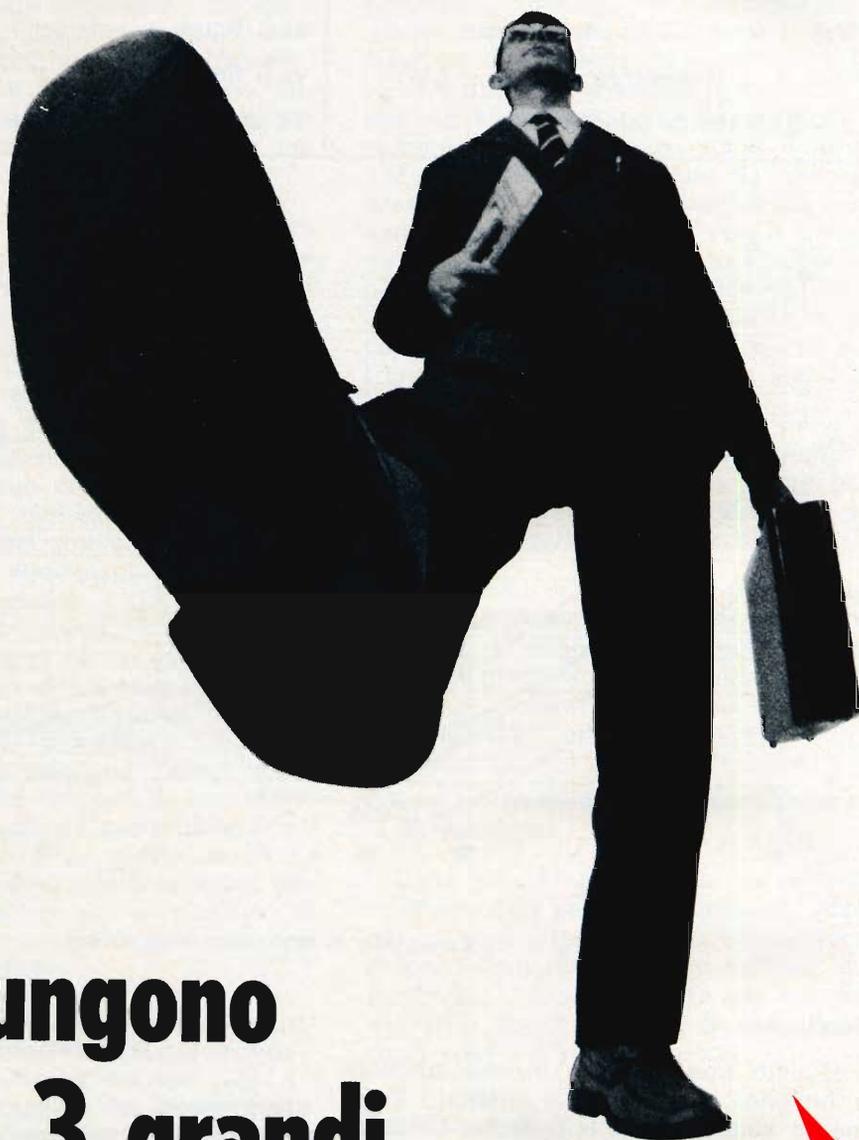
La piastrina del termistore è montata in un tubetto, di 10 mm di diametro e 40 mm di lunghezza, che termina con una flangia di fissaggio. La flangia porta due innesti piatti di 2,8 mm  $\times$  0,8 mm per il collegamento tramite terminali AMP.

**SELEZIONE  
RADIO - TV**

di **tecnica**

elettronica **AGI**

**Sperimentare**



**così  
vi  
raggiungono  
le 3 grandi  
dell'elettronica  
in Italia**

**LE SENSAZIONALI  
TARIFE  
PER GLI ABBONAMENTI  
1969**

# E VERO!

**SELEZIONE  
RADIO - TV**

di **tecnica**

**- Sperimentare**

RIDUCONO I PREZZI DI COPERTINA E DI ABBONAMENTO.

Questo è il regalo che l'Editore offre ai suoi fedelissimi per l'anno 1969. Oltre ad un regalo, la facilitazione è un premio perché LE TIRATURE AUMENTATE, conseguenti al crescente numero di lettori, è alla base di una RINNOVATA ORGANIZZAZIONE che consente di stampare le riviste nella veste di ALTO LIVELLO QUALITATIVO raggiunto, a costi minori.

L'editore ha pertanto deciso di RENDERE PARTECIPARE GLI ABBONATI ED I LETTORI di questo, incredibile ai giorni nostri, BRILLANTE RISULTATO.

Perciò, dal 1° gennaio 1969 i fascicoli saranno esposti nelle rivendite di giornali a questi prezzi:

- Selezione di Tecnica Radio TV . . . . . L. 400
- Sperimentare . . . . . L. 300

**PER GLI ABBONAMENTI si osservi la tabella**

RIVISTE	ITALIA	ESTERO
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV	3.950	6.000
SPERIMENTARE	2.950	4.500
ELETTRONICA OGGI	9.500	14.000
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV SPERIMENTARE	6.500	9.500
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV ELETTRONICA OGGI	11.500	16.500
SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI	10.500	15.500
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI	12.500	18.500

**E IL PREMIO?**

C'è anche il premio. Agli abbonati sarà offerta LA TESSERA SCONTI PER GLI ACQUISTI PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA, valida per il 1969.

AFFRETTATEVI poiché gli abbonamenti sottoscritti durante il mese di dicembre subiscono inevitabili ritardi.

## Dati caratteristici a 20 °C

Ammettenza termica	$G_{th}$ 30 mW/grado
Costante di tempo di raffreddamento	$\tau$ 20 s
Valori nominali di resistenza	$R_{20}$ 1-6-40 k $\Omega$
Valore B (Tolleranza di B = $\pm$ 5%)	B3530-3940-4250 °K
Coefficiente di temperatura	TK —4,1 —4,6 —5,0— $10^{-2}$ /grado

Questo termistore è stato realizzato particolarmente per il controllo della temperatura di liquidi e soprattutto della temperatura dell'acqua in lavatrici, lavastoviglie e bollitori d'acqua. Il termistore pesa circa 10 g. In conformità allo scopo specifico di impiego, i suoi valori vengono dati per 60°C.

Tra tutti i tipi sinora citati, i termistori K 17 e K 172 hanno la più piccola ammettenza termica e, con solo 0,25 g di peso, la più piccola costante di tempo di raffreddamento.

Questi termistori sono previsti per misure in gas e in liquidi. Il termistore K 17 è fornibile in quattro valori di resistenza

## Dati caratteristici

Ammettenza termica	$G_{thFL}$ 50 mW/grado
Valore nominale di resistenza suddivisa in 10 gruppi di tolleranza a 5%	$R_{60}$ 1,25 k $\Omega$ da —20,5 a —15,5 a +15,5 a 20,5%
Valore B (Tolleranza di B = $\pm$ 3%)	B 3930 K
Coefficiente di temperatura	TK — 3,5 · $10^{-2}$ /grado

## Termistori K 17 e K 172

La perla del termistore è fusa in una custodia di vetro di 3 mm di diametro e 17 mm di lunghezza. I terminali, dorati, fuoriescono dallo stesso lato.

e può essere impiegato fino a temperatura di circa 250°C.

Il termistore K 172 (un ulteriore sviluppo del tipo K 17) può essere impiegato fino a 350°C.

Valore di resistenza	$R_{20}$ 150 k $\Omega$
Valore B (Tolleranza di B $\pm$ 5%)	B 3950 °K
Coefficiente di temperatura	TK —4,6 — $10^{-2}$ /grado

## Dati caratteristici a 20°C

Ammettenza termica	$G_{th}$ 0,8 mW/grado
Costante di tempo di raffreddamento	$\tau_{th}$ 3 s
Valori nominali di resistenza	$R_{20}$ 2,5-4-10-100 k $\Omega$
Valore B (Tolleranza di B = $\pm$ 5%)	B 3420-3950 °K
Coefficiente di temperatura	TK —4,0 —4,6 — $10^{-2}$ /grado

## Calcolo delle variazioni di resistenza

La caratteristica di resistenza di un termistore può essere rappresentata, con buona approssimazione, da una funzione esponenziale:

$$R_T = R_{T_0} \exp \left( \frac{1}{B} - \frac{1}{T_0} \right) = R_{T_0} \exp$$

$$B \frac{-T}{T_0^2} = R_{T_0} \exp \left( \frac{B}{T_0^2} \cdot \frac{-T}{1 + T/T_0} \right)$$

In tale espressione si ha:

$R_{T_0}$  = Resistenza ad una temperatura di riferimento T in °K

$R_T$  = Resistenza alla temperatura assoluta T (1)

T = Differenza di temperatura T-T<sub>0</sub>

B = Grandezza per la pendenza della caratteristica

Se si pone, come in figura 1, la temperatura T come ascisse in scala lineare e la resistenza come ordinata in scala logaritmica, si ha una curva che rappresenta una parte (molto piccola) di una iperbole 1/X. Una interpolazione opportuna per il calcolo successivo dà:

$$\begin{aligned} \ln R_T - \ln R_{T_0} &= \frac{B}{T} - \frac{B}{T_0} = \\ &= \ln \left( 1 + \frac{\Delta R}{R_{T_0}} \right) = \frac{B}{T_0^2} \cdot \frac{-\Delta T}{1 + \Delta T/T_0} \quad (2) \end{aligned}$$

In tale espressione  $\Delta R$  è la differenza di resistenza ( $R_T - R_{T_0}$ ).

Se si pone  $\Delta T = 1$  grado, per cui diventa generalmente  $\Delta T/T \ll 1$ , si ottiene il valore denominato coefficiente di temperatura

$$TK = - \frac{B}{T_0^2} \text{ in } 1/\text{grado} \quad (3)$$

Il valore di B viene ottenuto sperimentalmente con ciò, poiché la resistenza del termistore viene generalmente misurata a due temperature sufficientemente lontane (generalmente a 20 e a 100°C). In un termistore K 172 (vedi figura 1) ven-

ne misurata sperimentalmente  
 $R_{20} = 100,0 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{100} = 5,555 \text{ k}\Omega$

$$\begin{aligned} \text{da cui si ricava } B &= \frac{\text{Tot}}{-T} \ln \frac{R_T}{R_{T_0}} = \\ &= \frac{293 \cdot 373}{(-80)} (-2,89) = 3950 \text{ }^\circ\text{K}. \end{aligned}$$

Se si calcola con tale valore di B l'andamento della caratteristica, si ottiene (come mostra la figura 1, le curve (1) e (2)), una ottima uniformità entro l'intervallo da 20 a 100°C. Fuori da questo campo si hanno, tuttavia, ampi discostamenti, particolarmente alle temperature elevate. Ciò è motivato dal fatto che il valore di B non è costante per tutti i campi di temperatura. Nel caso quindi che si necessiti del valore di B per un altro campo di temperatura, si procede opportunamente da due nuovi punti di misura e si calcola come sopra descritto. Per il termistore K 172 vennero, per esempio, presi i valori di temperatura di 150°C e 250°C, che corrispondevano rispettivamente ai valori di resistenza  $R_{150} = 1350 \text{ }\Omega$  e  $R_{250} = 56,0 \text{ }\Omega$  e ne derivò un valore di  $B = 4200 \text{ }^\circ\text{K}$ .

Gli esatti valori della resistenza  $R_T$  in un campo ridotto di temperatura  $\Delta T$  (come risulterà dalle indicazioni di calcolo nei paragrafi successivi) vengono utilizzati quando si vuole rappresentare in struttura particolareggiata il funzionamento di un regolatore nelle vicinanze della temperatura di intervento  $T_{com}$ . A causa della precisione necessaria, si può calcolare male con valori assoluti quali  $T_0$ , T,  $R_0$ , R,  $U_0$ , U e si consiglia di lavorare con le differenze  $\Delta T$ ,  $\Delta R$ ,  $\Delta U$ .

Le variazioni di resistenza vengono (direttamente o indirettamente) calcolate sempre utilizzando la variazione di tensione alla presa di un partitore di tensione. Il partitore di tensione è collegato, come mostra la figura 1, generalmente ad una tensione  $U_z$  mantenuta costante da un diodo Zener ed è costituito da un termistore HL e da una resistenza in serie  $R_v$ . La tensione a vuoto del partitore è data dal rapporto delle resistenze.

Se  $R_T$  varia, a causa di una variazione di temperatura, nel valore  $R_T = R_{T_0} + \Delta R$ ,

varia, corrispondentemente, la tensione di partitore  $U_o$  in

$$\begin{aligned}
 U_o &= U_o + \Delta U_o = \frac{R_{T_o}}{R_{T_o} + R_v} U_z + U_o = \\
 &= \frac{R_{T_o} + \Delta R}{R_{T_o} + R_v + \Delta R} U_z \quad (4) \\
 U_o &= U_z \frac{R_{T_o} + \Delta R}{R_{T_o} + R_v + \Delta R} - \frac{R_{T_o}}{R_{T_o} + R_v} = \\
 &= \frac{U_z}{R_{T_o} + R_v} \cdot \frac{R_v}{R_{T_o} + R_v + \Delta R} \cdot \Delta R
 \end{aligned}$$

In tale espressione  $\frac{U_z}{R_{T_o} + R_v}$  è la corrente che scorre attraverso la resistenza di termistore  $R_{T_o}$  alla temperatura  $T_o$ .

D'altra parte, secondo la formula (2)  $\Delta R$  e  $\Delta T$  sono in relazione. Eliminando  $\Delta R$  si può ricavare, con buona approssimazione, una immediata relazione tra  $T$  e  $U_o$ .

$$\ln \left( 1 + \frac{\Delta R}{R_{T_o}} \right) \approx \frac{\Delta R}{R_{T_o}} = \frac{B}{T_o^2} \Delta T \quad \text{sino a}$$

$$\text{quando } \frac{\Delta R}{R_{T_o}} \text{ e } \frac{\Delta R}{T_o} \ll 1 \quad (5)$$

$$\Delta R \approx \frac{\Delta U_o}{I_o} \left( 1 + \frac{R_{T_o}}{R_v} \right) \quad \text{sino a quando}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta R &\ll R_{T_o} - R_{T_o} \frac{B}{T_o} \Delta T \approx \\
 &\approx \frac{\Delta U_o}{I_o} \left( 1 + \frac{R_{T_o}}{R_v} \right) - \Delta T = \\
 &= \frac{T_o}{B} \left( 1 + \frac{R_{T_o}}{R_v} \right) \frac{\Delta U_o}{I_o R_{T_o}} = \\
 &= \frac{T_o^2}{B} \left( 1 + \frac{R_{T_o}}{R_v} \right) \frac{\Delta U_o}{U_z} \cdot \frac{R_{T_o} + R_v}{R_{T_o}}
 \end{aligned}$$

Per  $R_{T_o} \approx R_v$ , condizione che viene realizzata con ponti di resistenze, si ha, secondo la formula (5)

$$-\Delta T \approx 4 \frac{T_o^2}{B} \cdot \frac{\Delta U_o}{U_z}$$

$$\text{oppure } \Delta U_o = \frac{B}{T_o^2} \cdot \frac{U_z}{4} \Delta T \quad (6)$$

Nel caso che le formule semplificate (5) e (6) non debbano risultare sufficientemente precise, può essere ricavata la seconda approssimazione inserendo i valori prossimi per  $\Delta R/R_T$  e  $\Delta T/T_o$ .

Le variazioni  $\Delta U_o$  rappresentano le tensioni pilota per un amplificatore di corrente continua.

(continua)

**Q**ualche giornale inglese si è dato da fare per rendere noto ai suoi lettori come il mercato tedesco sia poco conosciuto. Ciò è avvenuto in occasione della mostra Interkama di Düsseldorf.

Le autorità britanniche avevano allestito un importante padiglione a quella mostra, e rimasero deluse nell'osservare che gli espositori inglesi vi avevano partecipato con una certa preconcepita freddezza. Eppure — sono parole di un importatore tedesco — se l'Inghilterra si desse la pena di studiare il nostro mercato, potrebbe decuplicare le sue esportazioni di strumenti di misura.

Sembra che l'industria britannica parta dal presupposto, evidentemente inesatto, che la Germania costruisca abbastanza per conto proprio, tanto da saturare la domanda e non lasciar posto all'esportazione inglese. E' vero invece il contrario, e infatti, scarsamente attiva l'Inghilterra, sul mercato tedesco si è fatto strada il Giappone.

**L'** « ELETTRA » 5ª Esposizione Mercato Internazionale del Radioamatore si svolgerà nei giorni 7 e 8 dicembre 1968 presso l'Ente Fiera Internazionale di Genova - P.zza J. F. Kennedy.

In questo secondo articolo riguardante i montaggi speciali dei relé, ci occuperemo del tempo di risposta e del tempo di ritardo dei relé; quindi daremo qualche cenno sui relé a bilancia a due posizioni di equilibrio e dei relé a semiconduttore.

Parte II

**ELETTRONICA  
INDUSTRIALE**

# MONTAGGI SPECIALI DEI RELÉ

## IL TEMPO DI RISPOSTA

**N**el progetto dei circuiti elettronici equipaggiati di relé un fattore molto importante è dato dal tempo di risposta, cioè dal tempo che passa fra il momento in cui la tensione di comando viene applicata alla bobina di eccitazione e l'istante in cui l'armatura mobile tocca il contatto.

Questo tempo di risposta può allora essere considerato nel modo seguente:

1) il tempo richiesto dalla corrente per raggiungere il valore limite di funzionamento, fattore questo che dipende dalle caratteristiche proprie della bobina di eccitazione;

2) il tempo impiegato dall'armatura mobile per compiere il percorso, fattore questo che dipende dalla costruzione delle lamelle mobili del relé.

Si deve ricordare che nel caso in cui il circuito di eccitazione sia formato dall'induttanza e dalla resistenza del relé alla quale viene aggiunta una resistenza in serie, l'aumento della corrente cresce secondo la legge esponenziale. Secondo

calcoli ben determinati si è potuto constatare l'importanza della miniaturizzazione in particolare dell'armatura mobile dei relé, in quanto a parità di potenza, riducendo della metà le dimensioni di quest'ultima si può ottenere teoricamente una velocità dieci volte maggiore.

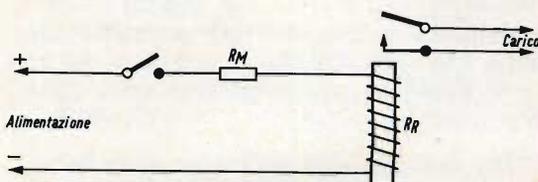
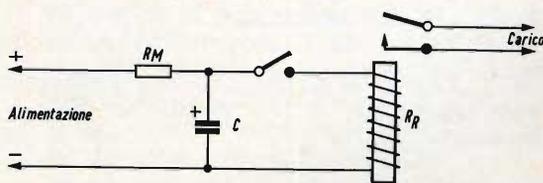


Fig. 1 - Esempio di circuito di un relé acceleratore montato in serie.

## Il tempo di ritardo del relé

I relé aventi una azione relativamente lenta vengono costruiti sotto le più diverse forme; generalmente i vari tempi di ritardo possono essere ottenuti utilizzando dei nuclei in rame disposti su pezzi polari. In questi casi i tempi di ritardo possono arrivare anche a un secon-

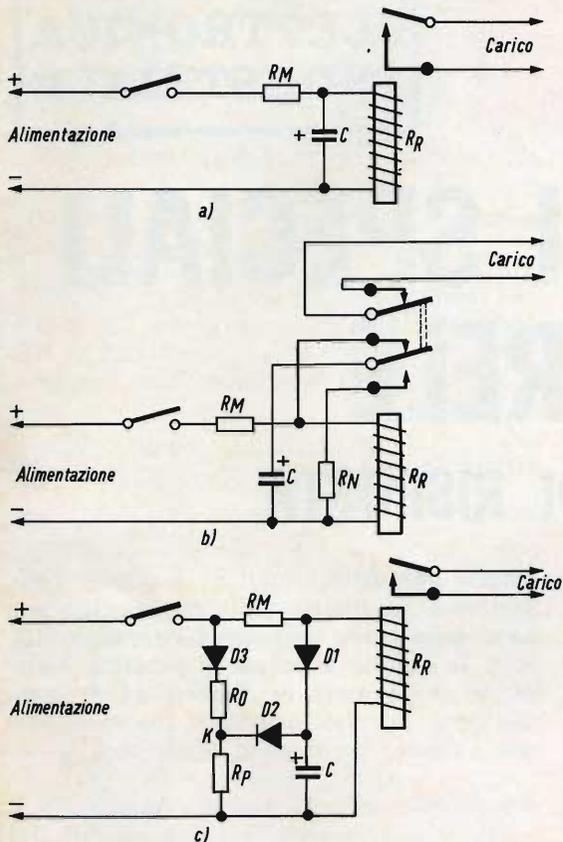


Fig. 2 - Esempio di circuito di un relé a risposta lenta attuato con un relé standard e con un circuito R-C.

do, mentre se vengono impiegati dei meccanismi di ammortizzamento si possono ottenere dei ritardi anche maggiori.

Esistono anche dei relé a ritardo termico che permettono di ottenere dei ritardi compresi fra pochi secondi e qualche minuto.

Per realizzare un relé a risposta lenta, è sufficiente utilizzare un relé standard accoppiato a un montaggio formato da resistenze e condensatori; questo tipo di

montaggio è stato illustrato in fig. 2 nella sua forma più elementare, mentre in fig. 1 si può vedere un analogo sistema acceleratore.

In generale la tensione di alimentazione ha lo stesso valore nominale della tensione di lavoro del relé, mentre la resistenza in serie  $R_M$  deve avere un valore tale che la tensione di riposo ai capi della bobina corrisponda al valore nominale.

Quando il contatto viene chiuso, la corrente viene applicata ai capi del relé e del relativo condensatore in parallelo; all'inizio viene a formarsi nella resistenza in serie  $R_M$  una corrente di carica elevata, provocando nella stessa resistenza  $R_M$  una caduta di tensione ai capi del relé inferiore al valore critico necessario per la spinta della lamella.

Durante la carica del condensatore, la corrente che attraversa il circuito è di valore ridotto e di conseguenza diminuisce anche la caduta di tensione ai capi della resistenza  $R_M$ .

Dopo un tempo determinato dal valore del condensatore  $C$ , dal valore della resistenza  $R_M$  e dal valore della resistenza della bobina del relé, la tensione ai capi del condensatore aumenta fino a raggiungere il valore con il quale si fa funzionare l'armatura del relé. Nel caso siano richiesti dei tempi di ritardo superiori a un minuto sarà necessario scegliere accuratamente il tipo di relé, il tipo di condensatore e la relativa resistenza in serie. Nella sua forma più semplice, il relé a ritardo, può essere considerato come un semplice dispositivo a funzionamento lento.

Al momento dell'apertura dell'interruttore, la carica del condensatore  $C$  viene attuata attraverso la resistenza del relé  $R_R$ ; durante questo tempo l'armatura del relé rimane chiusa verso il basso per un tempo che si può calcolare con la formula seguente:

$$T = \frac{L}{R} \times M$$

Utilizzando un contatto ausiliare del relé, si può trasformare un relé normale in un relé a funzionamento lento, ma a rilascio rapido; questo si può vedere in

fig. 2. Come si può notare in questo montaggio, quando l'interruttore è chiuso e prima dell'attrazione della lamella, il condensatore è collegato attraverso i contatti normalmente chiusi; questo causa il ritardo di tempo desiderato. Quando l'armatura del relé è spinta verso il basso, il condensatore resta collegato in modo normale e si scarica attraverso una

verso la massa, quando l'interruttore è chiuso in quanto non si ha la differenza di potenziale ai capi del raddrizzatore. Quando l'interruttore è chiuso, la corrente passa attraverso la resistenza  $R_M$  e il diodo  $D_1$  e arriva al condensatore  $C$ ; in questo modo la corrente carica lentamente il condensatore fino a quando la tensione raggiunge il valore della tensio-

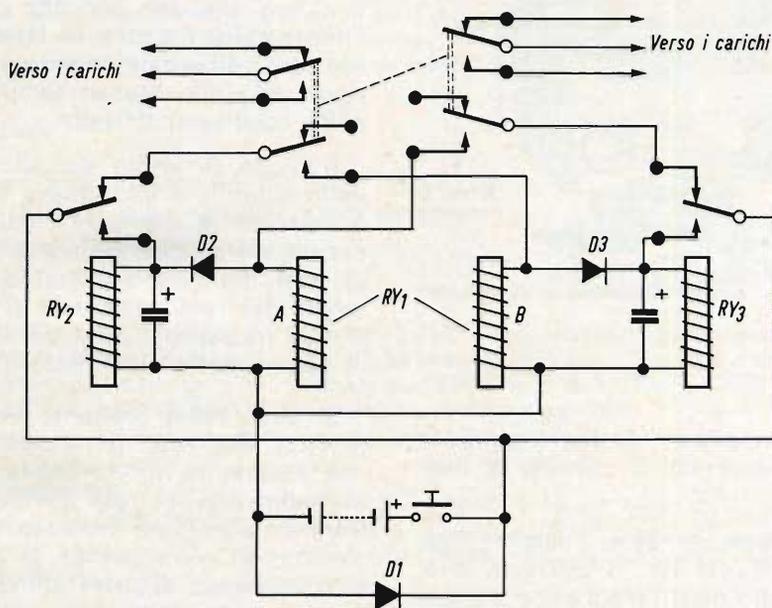


Fig. 3 - Relé a bilancia che permette di ottenere delle cadenze di funzionamento molto ridotte.

resistenza di smorzamento. All'apertura dell'interruttore, l'armatura del relé viene subito rilasciata e il condensatore ormai scaricato ritorna a far parte del circuito ed è pronto per il ciclo successivo di funzionamento. Nel caso si volesse eliminare il contatto ausiliare del relé nella costruzione di un montaggio a funzionamento lento ma con tempo di rilascio rapido, si possono impiegare dei raddrizzatori al silicio o al germanio, come si può vedere nello schema di fig. 2c.

I valori delle resistenze  $R_o$  e  $R_p$  sono scelti in modo che la differenza di potenziale che viene a formarsi fra il punto K e la massa sia uguale alla tensione che si trova ai capi della bobina del relé a riposo. In queste condizioni la corrente non può passare dal diodo  $D_1$  al diodo  $D_2$

ne critica di funzionamento del relé così ottenuto. All'apertura dell'interruttore, la lamella del relé viene rilasciata istantaneamente; il potenziale nel punto K non è tenuto inferiore a quello di massa con la corrente che attraversa  $D_3$  e  $R_p$ , in modo tale che il diodo  $D_2$  diventa conduttore e il condensatore  $C$  si scarica attraverso  $D_2$  e  $R_p$ ; questo rende il circuito pronto per essere utilizzato per la operazione seguente.

### Il relé a bilancia a due posizioni di equilibrio

Quando è necessario avere un funzionamento a cadenza molto lenta e con delle potenze relativamente rilevanti con un funzionamento a velocità media, si possono impiegare al posto dei circuiti

flip-flop a valvole o a transistor dei semplici relé molto più economici e che permettono di utilizzare delle tensioni di alimentazione relativamente basse. Per queste particolari applicazioni, si possono utilizzare dei relé montati a « flip-flop », che permettono di ottenere delle cadenze di funzionamento anche relativamente basse, dell'ordine per esempio di un mi-

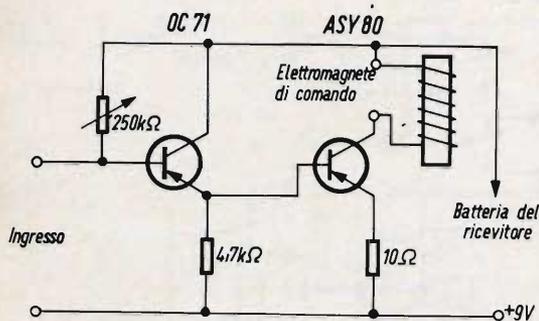


Fig. 4 - Circuito tipico di relé a semiconduttore.

nuto fino a un giorno; in fig. 3 abbiamo riportato un esempio di circuito di questo tipo.

Per prima cosa si deve supporre che l'armatura del relé  $RY_1$  a chiusura simmetrica del tipo elettromagnetico sia posta verso il basso e sia da ritenere chiusa in questa posizione, mentre l'interruttore è aperto. All'atto della chiusura dell'interruttore, la bobina B del relé  $RY_1$  e quella di  $RY_3$  vengono eccitate e allo stesso tempo il condensatore collegato in parallelo alla bobina del relé  $RY_3$  si carica. Il circuito di interruzione, può considerarsi stabilito attraverso il contatto superiore di  $RY_2$  e il contatto inferiore di  $RY_{1A}$ .

Quando la lamella dell'avvolgimento B è posta verso il basso, rilascia l'armatura della bobina A; l'armatura della bobina B viene portata meccanicamente nella posizione inferiore ed elimina l'alimentazione di tensione della bobina B; l'armatura del relé  $RY_3$  è premuta verso il basso e viene così collegata in modo da assicurare un mantenimento automatico e allo stesso tempo si può ottenere un rilascio lento per mezzo del condensatore collegato in parallelo.

Quando l'armatura B del relé  $RY_1$  è attirata verso il basso, non si avrà alcun funzionamento nel contattore fino a quando l'interruttore non viene di nuovo aperto e quindi chiuso. Al momento in cui si riapre l'interruttore e dopo un breve periodo di tempo, necessario alla scarica del condensatore collegato in parallelo ai capi del relé ausiliario, l'armatura B ritorna nella sua posizione inferiore mentre le altre armature sono disposte verso l'alto. È chiaro che una seconda chiusura dell'interruttore provoca la stessa operazione, però nell'ordine inverso e simmetrico, riportando allo stesso tempo il circuito nelle condizioni iniziali.

Il diodo  $D_1$  serve per lo spegnimento delle scintille e allo stesso tempo riduce le tensioni di ritorno. I diodi  $D_2$  e  $D_3$  invece servono per isolare i condensatori ai capi dei relé ausiliari degli avvolgimenti del relé principale  $RY_1$ , di modo che si possono usare dei condensatori di valore molto più ridotto.

Si deve tener presente che gli avvolgimenti del relé principale presentano una resistenza molto bassa, mentre gli avvolgimenti del relé ausiliario, in confronto, hanno una resistenza molto più elevata; di conseguenza si avrà il notevole vantaggio di poter utilizzare dei condensatori di dimensioni minori. I diodi permettono allo stesso tempo di ridurre la perdita di potenza, in quanto la bobina attiva del relé principale utilizza la corrente solamente durante il funzionamento reale del contattore, qualunque sia la durata del tempo di chiusura dell'interruttore.

Se nel normale funzionamento, consideravamo aperto il contatto inferiore di ciascun relé ausiliario, il circuito vero e proprio diventa un multivibratore astabile. Montando dei relé ausiliari che presentino una resistenza elevata e dei condensatori elettrolitici pure di elevata capacità collegati ai capi di questi relé, si possono ottenere delle durate di funzionamento anche superiori ai 5 minuti.

### Relé a semiconduttore

I relé a semiconduttore rispetto ai relé elettromeccanici presentano dei vantaggi

# NUOVO VOLTOHMYST WV 500A RCA

## Completamente transistorizzato - Alimentazione a pile

In questo nuovo Voltohmyst non vengono più usati i tubi elettronici ma solo degli speciali transistori RCA e dei diodi a cristallo.

Per questo strumento non si ha nessun tempo di attesa, come invece avviene coi normali Voltohmyst per i quali occorre attendere che i tubi elettronici si riscaldino.

Inoltre la regolazione dello zero non è quasi mai necessaria.

## Campi di Misura

- Tensioni continue: da 0,02 V a 1500 V in otto portate
- Tensioni alternate: da 0,1 V a 1500 V in sette portate
- Resistenze: da 0,2  $\Omega$  a 1000 M $\Omega$  in sette portate

Tutte le misure vengono effettuate a mezzo dell'apposita sonda che è in permanenza collegata allo strumento e può essere usata, a mezzo di un commutatore, sia per le misure di continua che per quelle in tensione alternata e di resistenza. Per misure di tensione fino a 50.000 V richiede la sonda ad alta tensione WG411A con resistenza di riduzione WG206.



IN ITALIA

*Silverstar, Ltd*

MILANO

- Via dei Gracchi, 20 (angolo via delle Stelline 2)  
Tel. 4.696.551 (5 linee)

ROMA

- Via Paisiello, 30 - Tel. 855.336 - 869.009

TORINO

- Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 540.075 - 543.527

Con questo nuovo provatransistori RCA portatile si possono provare i transistor anche nel circuito stesso in cui sono impiegati, senza doverne dissaldare i terminali.

Si possono provare sia transistori di alta che bassa potenza, sia del tipo NPN che PNP.

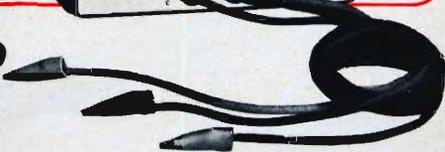
Si possono misurare valori di beta da 1 a 1000 e correnti di perdita collettore-base fino a 2mA e collettore-emettitore da 20 mA a 1A.

La corrente di collettore può essere variata da 20 mA a 1A in quattro scale. In questo modo si possono tracciare curve di trasferimento complete per un gran numero di transistori.

Lo strumento è provvisto di cavetti di collegamento con contrassegni di riferimento per la prova dei transistori in circuito, come pure per tutti quelli che non possono essere inseriti sugli zoccolini incorporati nell'apparecchio.



# NUOVO PROVATRANSISTOR WV 501A RCA



## TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE  
VALVOLE  
TERMOJONICHE  
RICEVENTI  
PER  
RADIO  
TELEVISIONE  
E  
TIPI  
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA  
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

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

notevoli ma hanno l'inconveniente di essere molto più costosi.

Fra i vantaggi più notevoli dei relé a semiconduttore, ricordiamo i seguenti:

- 1) L'eliminazione dei componenti elettromeccanici.
- 2) Resistenza agli urti e alle sollecitazioni esterne.
- 3) Maggior sicurezza di funzionamento.

In fig. 4 abbiamo riportato un esempio tipico di circuito relé a semiconduttori, equipaggiato di due transistor e tre resistenze aventi i seguenti valori:  $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$ ,  $R_2 = 10 \Omega$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$  e una resistenza potenziometrica regolabile da  $200 \text{ k}\Omega$ . Per quanto riguarda i transistor per  $T_1$  si è usato il tipo OC71 e per  $T_2$  il tipo ASY80.

Si deve notare che il circuito è stato alimentato in parallelo e quindi è stata richiesta una tensione di alimentazione più elevata con relative maggiori possibilità di danneggiare i transistor. A causa di ciò si avrà una maggiore difficoltà nell'ottenere uno stato di equilibrio, in quanto la variazione del valore di una resistenza determinerà una variazione della tensione applicata a ogni transistor; come conseguenza si avrà la diversa amplificazione dei due transistor che darà uno squilibrio nel funzionamento.

L'alimentazione in parallelo porta in compenso un aumento nell'amplificazione e di conseguenza si avrà una tensione maggiore e più stabile; questo si è potuto ottenere grazie alla polarizzazione singola degli elementi.

Come si può vedere dalla fig. 4, il primo stadio amplificatore è del tipo ad emettitore comune, avente una impedenza piuttosto elevata di  $2000 \div 4000 \Omega$ ; l'impedenza di uscita di questo primo stadio è dell'ordine di circa  $30.000 \div 100.000 \Omega$  mentre all'ingresso del secondo stadio si ha un'impedenza di  $60 \div 150 \Omega$  e di conseguenza l'adattamento dei due stadi diventa molto difficile.

Per concludere si può dedurre che col progredire dei relé e dei relativi circuiti, si avrà un sempre maggiore perfezionamento dei circuiti a telecomando.

(Da « Le Haut-Parleur » 6612)

# CIRCUITI DI RITARDO CON TRANSISTOR

**ELETTRONICA  
INDUSTRIALE**

Nei sistemi elettronici di controllo è spesso necessario trasmettere in ritardo impulsi di strumenti o di interruttori. Ciò può essere ottenuto con circuiti RC nei quali la tensione al condensatore abbia un caratteristico aumento dipendente dal tempo dopo l'inizio della carica, e che, dopo un tempo specifico, piloti un « Trigger » collegato successivamente. Ciò realizza quindi ulteriori processi di commutazione. Nel dimensionamento di tali circuiti è necessario utilizzare formule che vengono fornite per ricavare, in generale, il valore della resistenza di carico, l'utilizzazione ottimale del condensatore, ecc. Vi sono molte soluzioni circuitali. La tensione di compensazione per la determinazione della soglia di funzionamento del Trigger può essere ottenuta in vari modi. Il Trigger può essere realizzato in modo diverso, a seconda del tipo di relé collegato successivamente. Il circuito RC necessita di un condensatore di elevata qualità per garantire un lungo tempo di vita. Tre esempi per circuiti di ritardo fino a 25, 500 e 4000 secondi illustrano i procedimenti di calcolo e di progettazione.

**N**on vi è, fino ad ora, alcun campione elettronico di tempo che possa essere confrontabile, in precisione, con quelli di orologi meccanici. Persino negli orologi elettronici a quarzo il datore di tempo consiste in un sistema meccanico oscillante. Per molti impieghi tecnici, tuttavia, questa estrema precisione non è necessaria.

Frequentemente si ha solo la necessità di generare impulsi di bassa frequenza che scorrono con intervalli di tempo fissi o variabili con apposita taratura oppure si ha la necessità di avere un ritardo di tempo tra un impulso di ingresso e un impulso di uscita. Questi circuiti temporizzatori vengono descritti nel presente articolo. Con l'impiego di questi circuiti si aprono vasti campi nella tecnica dei comandi e

delle regolazioni, nella elettronica dei trasporti, nella tecnica delle segnalazioni e così via. Le variazioni della durata media della pausa di impulso possono essere, senz'altro, mantenute inferiori al 3%. Tale imprecisione è ammessa, per esempio, per il tempo di ritardo di interruttori crepuscolari o per il comando di un bruciatore a gas, in cui la inserzione del bruciatore può avvenire dopo un tempo specifico dall'avviamento del soffiatore.

In generale si può affermare che ogni circuito di comando di questo genere può essere realizzato con dispositivi elettronici. Le singole operazioni possono essere tranquillamente effettuate con tempi intermedi di pausa anche superiori ad una ora.

# 1. CELLULE RC QUALI DATORI DI TEMPO DI CIRCUITI DI RITARDO

## 1.1. Andamento di tensione al condensatore durante la carica di una cellula RC

Se si pone nel punto di tempo  $t = 0$  una tensione  $U$  alla cellula RC (figura 1), si ha la carica del condensatore secondo

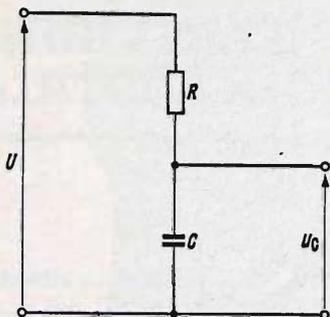
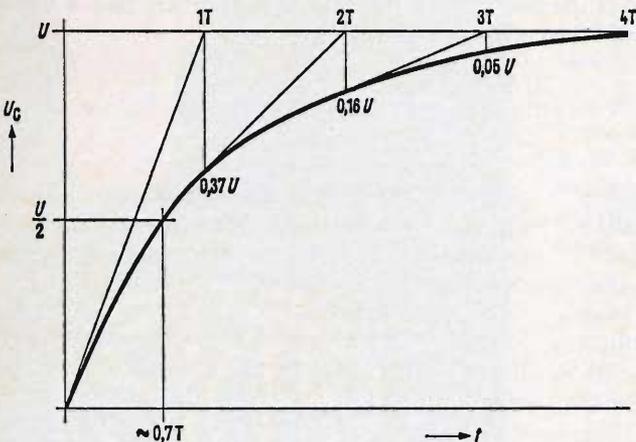


Fig. 1 - Cellula RC: La tensione al condensatore sale dopo l'inserzione della tensione di alimentazione  $U$  secondo la formula

la nota formula

$$U_c = U \left( 1 - e^{-t \cdot \frac{1}{R \cdot C}} \right) \quad (1)$$



$U_c$  è la tensione al condensatore dopo il tempo  $t$ . Il prodotto  $RC$  è la costante di tempo  $T$ . Se la resistenza  $R$  in ohm viene

espressa con  $\frac{V}{A}$ , il condensato  $C$  in F viene espresso in  $\frac{A \cdot s}{V}$ , si ha che  $RC$  ha la dimensione del tempo e, come unità

di misura, il secondo

$$R \cdot C = T \quad (2)$$

$$[R \cdot C] = \frac{V \cdot A \cdot s}{A \cdot V} = s = [T]$$

L'andamento di tensione dipendente dal tempo può essere anche riportato graficamente come è indicato in figura 2.

Dal diagramma si riconosce subito che la tensione del condensatore  $U_c$  si avvicina asintoticamente alla tensione applicata  $U$ , come avviene in tutte le curve esponenziali. Tuttavia praticamente il fenomeno di carica termina dopo 3 - 4 costanti di tempo, poiché successivamente non è più possibile determinare una apprezzabile differenza tra la tensione del condensatore e la tensione applicata. Con lo aiuto della formula (1) si può calcolare facilmente la tensione del condensatore  $U_c$  dopo una costante di tempo

$$(t = RC) U_c = U \cdot \left( 1 - e^{-\frac{RC}{RC}} \right)$$

$$= U \cdot \left( 1 - \frac{1}{e} \right)$$

$$U_c \approx 0,63 \cdot U$$

Fig. 2 - Andamento di tempo della tensione al condensatore. La differenza con l'intera tensione di batteria cade alla resistenza di carica  $R$ . Dopo una costante di tempo  $T = RC$  tale caduta di tensione è uguale a  $0,37V$ ; dopo due costanti di tempo  $2T = 2RC$ , tale caduta di tensione è uguale a  $0,16V$  ecc.

La tensione alla resistenza di carico  $R$  è quindi uguale alla differenza tra  $U$  e  $U_c$

$$(t = RC) U - U_c = U - U \left( 1 - e^{-\frac{RC}{RC}} \right)$$

$$= U \cdot e^{-1}$$

$$U - U_c \approx 0,37 \cdot U$$

Con l'inizio della durata multipla della costante di tempo si ha

Tabella 1

t	U — U <sub>c</sub>
R · C	$\frac{1}{e} \cdot U \approx 0,37 \cdot U \approx 35\%$
2 · R · C	$\frac{1}{e^2} \cdot U \approx 0,16 \cdot U \approx 15\%$
3 · R · C	$\frac{1}{e^3} \cdot U \approx 0,05 \cdot U \approx 5\%$
4 · R · C	$\frac{1}{e^4} \cdot U \approx 0,018 \cdot U \approx 2\%$

In figura 2 si riconoscono, nei triangoli tracciati, i valori calcolati. Prendendo per base la tabella è possibile tracciare tranquillamente l'andamento di tensione al condensatore.

La tracciatura della curva viene praticamente molto facilitata con la caratteristica della funzione e, poiché la inclinazione della tangente viene immediatamente determinata dal relativo valore di funzione. La curva non corre asintoticamente solo sulla retta orizzontale ma tocca anche le tangenti create dal collegamento dei punti della curva con i punti seguenti sull'asse dei tempi.

Un altro punto interessante nell'andamento di tale curva è che  $U_c = \frac{1}{2} U$ .

Tale valore viene ottenuto con  $T \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot T$ , come è confermato nel seguente calcolo

$$U_c = \frac{1}{2} \cdot U$$

$$\frac{1}{2} \cdot U = U \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

$$\frac{1}{2} = 1 - e^{-\frac{t}{T}}$$

$$2 = e^{\frac{t}{T}}$$

$$t = \ln 2 \cdot T$$

$$t \approx 0,7 \cdot R \cdot C$$

(4)

L'aumento di tensione ad un condensatore in dipendenza del tempo, può essere utilizzato tecnicamente per la realizzazione di un circuito di ritardo. Una specifica

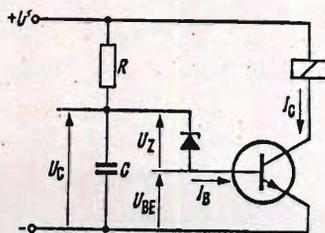


Fig. 3 - Schema di principio di un circuito di ritardo. Tale circuito consiste essenzialmente in una cellula RC e in un temporizzatore compensato.

durata di tempo, dall'inizio della carica, viene stabilita tramite un amplificatore compensato in tensione. La compensazione può essere effettuata, per esempio, tramite un diodo Zener. Se questo amplificatore viene collegato in parallelo al condensatore, esso interviene non appena la tensione del condensatore ha raggiunto il valore della tensione di compensazione, che è all'incirca uguale alla tensione di Zener.

In figura 3 è rappresentata la semplice costruzione base di un circuito di ritardo di questo tipo.

Se si applica al temporizzatore una tensione di esercizio U, il transistor rimane interdetto a causa del diodo Zener che non conduce. Solo quando la tensione del condensatore U<sub>c</sub>, dopo uno specifico tempo, corrisponde al valore della tensione base-emettitore, + la tensione di Zener, il tratto di sbarramento diventa conduttore ed il transistor commuta. La corrente attraverso la resistenza R serve ora quale corrente di base o corrente pilota J<sub>B</sub>.

## 1.2. Dimensionamento ottimale della cellula RC di un circuito di tempo

Nel dimensionamento della cellula RC bisogna prestare attenzione che la corrente di carica sia ancora così forte, al termine della carica del condensatore, da poter comandare la base del transistor di commutazione attraverso il diodo Zener in conduzione. Con gli attuali transistori al silicio si possono usare, per il pilotaggio, correnti di base estremamente ridotte. La resistenza di carico non può superare un valore specifico.

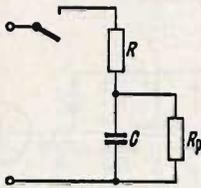


Fig. 4 - Circuito equivalente di una cellula RC attraverso la cui resistenza di carico scorrono, oltre alle correnti di carica, anche le correnti di fuga del condensatore oppure le correnti inverse dei componenti semiconduttori.

Vale la condizione

$$R \leq \frac{U - U_c}{J_{B \min}} \quad (5)$$

La tensione finale di carica del condensatore e la tensione di commutazione dell'amplificatore  $U_c$  può essere scelta liberamente nella formula (5).

Bisogna tuttavia porsi la domanda con quale tensione del condensatore  $U_c$ , con quale resistenza di carico  $R$  e con il condensatore dato si ha il più lungo tempo di ritardo. Secondo la tabella 1 si ha:

$$U - U_c = U \cdot \frac{1}{e^n} \quad (6)$$

In cui il fattore  $n$  è il numero delle costanti di tempo RC. Il tempo di ritardo  $t$  è:

$$t = n \cdot R \cdot C \quad (7)$$

Dalle formule 5, 6 e 7 si ricava la formula

$$t = n \cdot \frac{1}{e^n} \cdot \frac{U \cdot C}{J_{B \min}} \quad (8)$$

Se si differenzia la formula secondo il fattore  $n$  e si pone a zero il quoziente, si ottiene

$$\frac{dt}{dn} = \frac{1}{e^n} \cdot (1 - n) \cdot \frac{U \cdot C}{J_{B \min}}$$

$$\frac{dt}{dn} = 0 \rightarrow n = 1$$

Il risultato  $n = 1$  mostra che il tempo di carica deve essere scelto, per una migliore utilizzazione dei componenti, uguale ad una costante di tempo della cellula RC.

La soluzione ottimale consiste nel caricare il condensatore al 63% della tensione di batteria.

Se si accorda un diodo Zener oppure una corrispondente tensione di polarizzazione, si ricava dalle formule 4 e 5 la semplice formula per la resistenza di carico:

$$R = \frac{0,37 \cdot U}{J_{B \min}} \quad (9)$$

Il tempo di ritardo è

$$t = 1 \cdot R \cdot C \quad (10)$$

È opportuno mantenere la carica sino all'inizio di una costante di tempo affinché possa essere garantita una buona precisione di intervento. Nella parte piatta della curva esponenziale, tale precisione sarebbe molto inferiore.

Per aumentare il tempo di ritardo ci sono, principalmente, due possibilità:

- 1) Aumentare la capacità  $C$
- 2) Aumentare la resistenza  $R$

Tuttavia ciò è permesso nei limiti indicati nella formula (9) cioè:

- a) La tensione di batteria deve essere aumentata o
- b) La corrente di base deve essere ridotta, cioè deve essere aumentata l'amplificazione del circuito.



7111:69

**TRANSISTORI PER BASSA  
FREQUENZA**

**TRANSISTORI PER ALTA  
FREQUENZA**

**TRANSISTORI DI POTENZA**

**DIODI E RADDRIZZATORI**



**MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUTTORI TRANSISTORI - LATINA**

**Direzione Commerciale: Via Melchiorre Gioia, 72 - Milano**

### 1.3. Le correnti di fuga dei condensatori quali grandezze di disturbo

Utilizzando la tensione di carica, dipendente dal tempo, per circuiti di ritardo, devono essere presi in considerazione possibili disturbi creati dal collegamento di resistenze in parallelo al condensatore. Tali resistenze sono originate in primo luogo da resistenze inverse infinite del circuito collegato successivamente (correnti inverse dei diodi al silicio) ed in secondo luogo dallo stesso condensatore.

Infatti nei condensatori elettrolitici si hanno inevitabili correnti di fuga a seconda della costruzione.

La figura 4 mostra uno schema equivalente.

Le formule relative alla tensione dipendente dal tempo  $U_c$  al condensatore come pure quella relativa alla costante di tempo  $T = R \cdot C$  dovrebbero essere modificate come segue:

$$U_c = U \cdot \frac{R}{R + R_p}$$

$$\left[ 1 - e^{-\frac{t}{\frac{R \cdot R_p}{R + R_p} C}} \right] \quad (11)$$

$$T = \frac{R \cdot R_p}{R + R_p} \cdot C \quad (12)$$

La resistenza di disturbo è trascurabile quando è  $R_p > 100 R$ . L'errore relativo è quindi inferiore all'1%.

Con correnti di fuga particolarmente elevate, si presenterebbe il caso che, a causa della caduta di tensione alla resistenza di carico  $R$ , rimane, per il condensatore, solo una ridotta tensione, cosicché la tensione di commutazione non può essere raggiunta. In generale si hanno, con queste considerazioni, difficoltà di trovare soprattutto un giusto valore per la corrente di fuga. Tale corrente di fuga non dipende solo dalla temperatura ambiente bensì anche dalla qualità dell'isolamento e dalle sollecitazioni in tensione.

Un fattore essenziale è anche la condizione di formazione di un condensatore elettrolitico. Un condensatore elettrolitico, che non è stato caricato per più mesi, ha, alla prima inserzione, una corrente di fuga relativamente elevata, che ritorna, tuttavia, ad un valore finale; mentre un condensatore permanentemente collegato ad una tensione è molto stabile.

Onde esaminare se un condensatore elettrolitico è idoneo per un temporizzatore, è consigliabile determinare, con opportune misure, la corrente di fuga in condizioni di lavoro. È particolarmente indicato utilizzare tipi con rigidità dielettrica più elevata che viene utilizzata solo parzialmente.

### 1.4. Tempi ottenibili praticamente

1. Con condensatori elettrolitici vennero raggiunti tempi fino a 400 secondi. Le condizioni di precisione furono difficili da soddisfare. Tempi più lunghi vennero ottenuti più facilmente con condensatori al tantalio o in poliestere. Condensatori elettrolitici con caratteristiche professionali sono però bene utilizzabili per tempi di ritardo fino a 20 secondi.
2. Condensatori elettrolitici al tantalio con anodo sinterizzato presentano, soprattutto con temperature più elevate, correnti di fuga inferiori di quelle dei condensatori elettrolitici a foglio di alluminio. Perciò sono ancora possibili resistenze di carico da 5 a 10 Mohm e, nello stesso tempo, vengono raggiunti, con valori di capacità di 100  $\mu$ F, tempi di parecchie centinaia di secondi.
3. I condensatori in poliestere hanno generalmente una elevatissima resistenza di isolamento. La limitazione a 50 Mohm della resistenza di carico è causata dalle eccezionali ridotte correnti inverse dei diodi al silicio. Sono ottenibili tempi di ritardo di parecchie migliaia di secondi.

### Circuiti

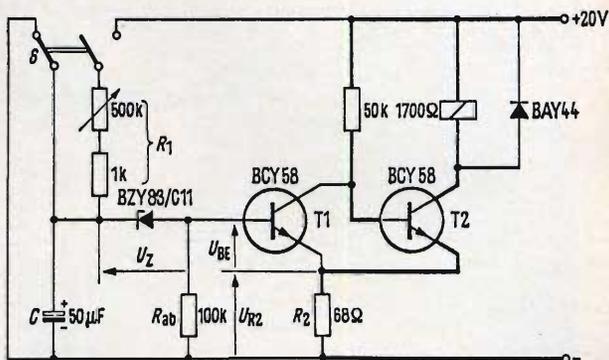
Qui di seguito vengono descritti tre temporizzatori che permettono di ottenere

ritardi da 25 a 4000 secondi. Il primo e più semplice di questi temporizzatori (con condensatore elettrolitico) venne sviluppato per il comando di una macchina au-

terminata sia da un diodo Zener in unione con le caratteristiche di ingresso di un transistor al silicio oppure dalla caduta tensione di un diodo al silicio in serie ad

Fig. 5 - Semplice circuito di ritardo con condensatore elettrolitico avente in condizioni di riposo, il relé eccitato. I collegamenti percorsi da corrente sono segnati con tratto marcato.

Re = microrelé L tipo V 23154 C 0722-B 104.

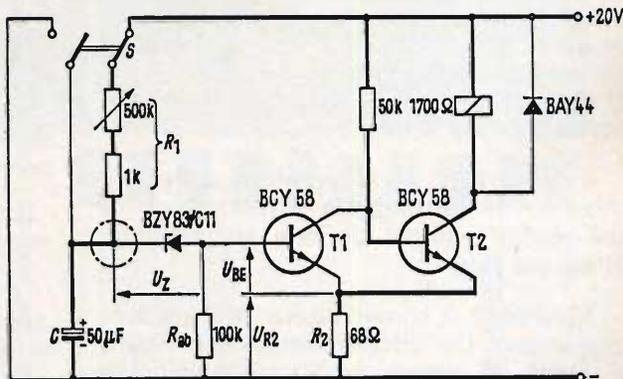


tomatica di pressofusione ad iniezione. Il secondo temporizzatore serve, in generale, per l'inserzione ritardata di relé. Con l'impiego di un condensatore elettrolitico

un transistor al silicio, dove il potenziale di emettitore viene ulteriormente elevato tramite un partitore di tensione. Il circuito a lungo ritardo consiste invece in

Fig. 6 - Semplice circuito di ritardo con condensatore elettrolitico.

La carica del condensatore ha inizio con la deviazione del commutatore S.



al tantalio, l'intervallo di tempo utilizzabile venne ampliato fino a 500 secondi. Il terzo circuito permette anche la memorizzazione di impulsi di commutazione ma con durata di tempo superiore ad una ora. Maggiori devono essere gli intervalli di tempo da superare, maggiore è l'impiego di componenti.

Il circuito citato per ultimo si differenzia già fortemente dalle semplici cellule di ritardo.

Le prime sono essenzialmente di cellule RC con amplificatore collegato a valle, che intervengono ad una determinata tensione di soglia. La tensione di soglia viene de-

terminata da una cellula RC con condensatore in poliestere. Alla corrente di carica vengono sovrapposti, qui, impulsi di un generatore che azionano il temporizzatore attraverso un condensatore di accoppiamento dopo l'inizio del fenomeno di carica.

## 2. Semplice circuito di ritardo con condensatore elettrolitico

Nelle figure 5, 6 e 7 sono segnati, con linea marcata, i collegamenti del circuito percorsi da corrente, onde facilitare la spiegazione. La figura 5 rappresenta un semplice circuito di ritardo. Il commutatore S è disegnato in modo tale che in

questa condizione il circuito si trova in fase di riposo, cioè il condensatore è stato scaricato attraverso il contatto di riposo.

duce sino a quando viene raggiunta la tensione di soglia.

La tensione di soglia dell'amplificatore si somma alla tensione di Zener  $U_Z$ , alla

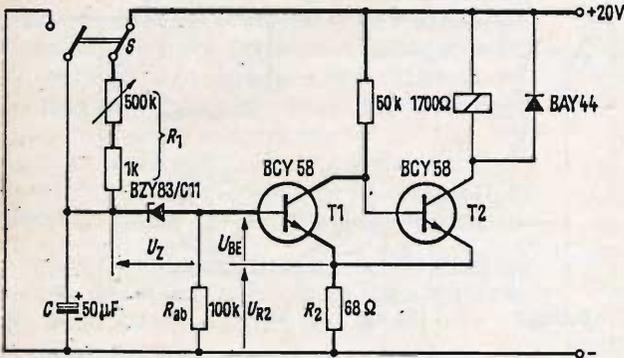


Fig. 7 - Semplice circuito di ritardo con condensatore elettrolitico. La tensione al condensatore ha raggiunto la tensione di commutazione. Il transistore T1 ora conduce e quindi il transistore T2 viene interdetto ed il relé cade.

Il transistore T1 è interdetto, poiché, attraverso il contatto di riposo, l'emettitore e la base hanno potenziale zero.

Da  $U_{BE} = 0$  si ha  $J_B = 0$  e  $J_C = 0$ . Quando T1 è interdetto, il transistore T2 conduce, poiché questo riceve una sufficiente corrente di base attraverso la resistenza di collettore da 50 ohm del transistore T1. Il transistore T2, in conduzione, mantiene attratto il relé.

Il diodo BAY 44, in parallelo al relé, è previsto per proteggere il transistore T2 dai picchi induttivi durante la commutazione del relé.

Azionando il commutatore, inizia il funzionamento del circuito secondo la figura 6. Dopo un ritardo da 50 millisecondi a 25 secondi (regolabile tramite il potenziometro da 500 Kohm) il relé cade.

In particolare avviene quanto segue dopo l'inserzione del circuito (vedi figura 6).

Il nodo tra il potenziometro  $R_1$ , il condensatore elettrolitico  $C$  ed il diodo Zener è, in primo tempo, ancora al potenziale del polo negativo. La corrente che scorre attraverso la resistenza  $R_1$  carica il condensatore. La tensione al condensatore  $C$  sale con funzione esponenziale (vedi formula 1).

Il relé rimane attratto, poiché il transistore T1 è ancora interdetto e T2 con-

duce tensione emettitore-base  $U_{BE}$  e alla caduta di tensione  $U_{R2}$  alla resistenza comune di emettitore. Non appena la tensione del condensatore ha raggiunto lo stesso valore, scatta il temporizzatore. Il tempo di ritardo è concluso.

La figura 7 rappresenta la mutata condizione del circuito.

La corrente che scorre attraverso  $R_1$  serve ora quale corrente pilota per il temporizzatore.

La maggior parte di questa corrente scorre verso la base del transistore T1.

A seguito di ciò, il transistore T1 conduce e preleva dal transistore T2 la corrente di base.

Non appena la corrente di collettore di T2 diminuisce ulteriormente, diminuisce la caduta di tensione alla resistenza di emettitore  $U_{R2}$ .

Il minor impiego di tensione di commutazioni provocato da ciò, provoca un effetto di accoppiamento e interdice subito il transistore T2. Il relé cade. Onde evitare che la corrente inversa del diodo  $J_R$  agisca già quale corrente di commutazione, viene prevista una resistenza di dissipazione  $R_{ab}$ . Per determinare il valore della necessaria resistenza di dissipazione vale, approssimativamente, la formula

$$R_{ab} = \frac{0,5 V}{J_R [A]} \quad (13)$$

# UN UOMO FATTO DA SE'



agenzia dolci 399

Un tempo il mio lavoro non mi offriva grandi soddisfazioni. Avevo molte aspirazioni e desideravo un avvenire migliore ma non sapevo quale strada scegliere. Era una decisione importante, dalla quale dipendeva l'esito della mia vita; eppure mi sentivo indeciso, talvolta sfiduciato e timoroso della responsabilità di diventare un uomo.

Poi un giorno... scelsi la strada giusta. Richiesi alla Scuola Radio Elettra, la più importante Organizzazione Europea di Studi Elettronici ed Elettrotecnici per Corrispondenza, l'opuscolo gratuito. Seppi così che, grazie ai suoi famosi corsi per corrispondenza, avrei potuto diventare un tecnico specializzato in:

**RADIO STEREO - ELETTRONICA - TRANSISTORI**

**ELETTROTECNICA - TV A**

Decisi di provare! È stato facile per me diventare un tecnico... e mi è occorso meno di un anno! Ho studiato a casa mia, nei momenti liberi — quasi sempre di sera — e stabilivo io stesso le date in cui volevo ricevere le lezioni e pagarne volta per volta il modico importo. Assieme alle lezioni, il postino mi recapitava i meravigliosi materiali gratuiti con i quali ho attrezzato un completo laboratorio. E quando ebbi terminato il Corso, immediatamente la mia vita cambiò! Oggi son veramente un uomo. Esercito una professione moderna, interessante, molto ben retribuita: anche i miei genitori sono orgogliosi dei risultati che ho saputo raggiungere.

**E ATTENZIONE:** la Scuola Radio Elettra organizza anche corsi per corrispondenza di:  
LINGUE STRANIERE • FOTOGRAFIA • CORSI PROFESSIONALI.

**RICHIEDETE SUBITO L'OPUSCOLO GRATUITO A COLORI ALLA**



**Scuola Radio Elettra**  
Via Stellone 5/108  
10126 Torino



francatura a carico del destinatario addebitarsi sul conto credito n. 106 presso l'Ufficio P.I. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov P.I. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



**Scuola Radio Elettra**

10100 Torino AD

108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE  
**SPEDITEMI GRATIS L'OPUSCOLO DEL CORSO:**

(SEGNARE COSÌ  IL CORSO CHE INTERESSA)

RADIO ELETTRONICA TV  - LINGUE   
FOTOGRAFIA  CORSI PROFESSIONALI   
ELETTROTECNICA

MITTENTE: - NOME \_\_\_\_\_

COGNOME \_\_\_\_\_

VIA \_\_\_\_\_

COD. POST \_\_\_\_\_ CITTÀ \_\_\_\_\_ PROV. \_\_\_\_\_



Con una corrente inversa del diodo  $J_R = 5 \mu A$  si ha  $R_{ab} = 100 \text{ Kohm}$ .

La resistenza fissa di 1 Kohm collegata in serie al potenziometro  $R_1$  protegge il diodo nel caso che il potenziometro sia a zero. Il valore di tale resistenza è determinata dalla necessità di limitare ad un valore ancora ammissibile la corrente per il diodo Zener e per il diodo di base del transistor.

$$R_{1 \text{ min}} = \frac{U - U_C}{J_{B \text{ max}}} \quad (14)$$

oppure:

$$R_{1 \text{ min}} = \frac{U - U_C}{J_{Z \text{ max}}}$$

La formula esatta è quella che fornisce il valore maggiore di  $R_1$ .

## 2.1. Calcoli

Il circuito in questione abbisogna di una corrente di comando di ca.  $15 \mu A$ ; tenendo presente il fabbisogno di corrente attraverso la resistenza di dissipazione  $R_{ab}$ .

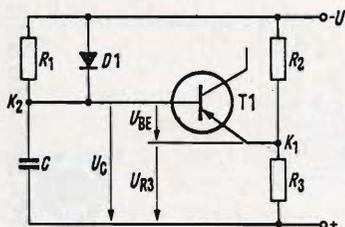


Fig. 8 - Principio di funzionamento del circuito di ritardo rappresentato in figura 9 con stadi finali di potenza.

La tensione di commutazione  $U_C$  è grande quanto la tensione parziale  $U_{R3}$  aggiunta alla tensione emettitore — base  $U_{BE}$  del transistor  $T_1$ .

Determinanti sono inoltre i valori della tensione di batteria  $U = e$  e del condensatore  $C$

$$U = 20 \text{ V,}$$

$$C = 50 \mu F$$

## 2.2. Scelta del diodo Zener

$$U_C = 0,63 \cdot 20 \text{ V} = 12,6 \text{ V}$$

La tensione di soglia  $U_C$  è, dopo l'inizio del tempo di ritardo, uguale alla tensione del condensatore e corrisponde ad una costante di tempo. Per la tensione di Zener  $U_Z$  si ha:

$$U_Z = U_C - U_{BE} - U_{R2}$$

$$= 12,6 \text{ V} - 1,3 \text{ V}$$

$$\approx 11 \text{ V}$$

venne scelto il tipo BZY 83/C 11.

## 2.3. Determinazione della resistenza di carico

Il maggior valore possibile della resistenza di carico, con il quale interviene ancora il temporizzatore, venne calcolato con la formula (9)

$$R_1 = \frac{0,37 \cdot U}{J_{B \text{ min}}} = \frac{0,37 \cdot 20 \text{ V}}{15 \mu A}$$

$$R_{1 \text{ max}} \approx 500 \text{ Kohm}$$

Il valore minimo della resistenza di carico si ha dalla formula (14):

$$R_1 = \frac{0,37 \cdot U}{J_{B \text{ max}}} = \frac{0,37 \cdot 20 \text{ V}}{20 \text{ mA}}$$

$$R_{1 \text{ min}} \approx 0,45 \text{ Kohm}$$

oppure:

$$R_1 = \frac{0,37 \cdot U}{J_{Z \text{ max}}}$$

$$R_{1 \text{ min}} \approx 0,47 \text{ Kohm}$$

Venne scelto 1 Kohm.

## 2.4. Tempi di ritardo

$$T = R \cdot C$$

$$T_{\text{min}} = 1 \text{ Kohm} \cdot 50 \mu F \quad \text{vedi (10)}$$

$$= 50 \text{ ms}$$

$$T_{\text{max}} = 500 \text{ Kohm} \cdot 50 \mu F$$

$$= 25 \text{ s}$$

# AMPLIFICATORI MAGNETICI

Gli amplificatori magnetici possono essere considerati degli amplificatori parametrici in cui si agisce sulla permeabilità per ottenere il controllo di altre grandezze elettriche.

**ELETTRONICA  
INDUSTRIALE**

**N**umerose applicazioni industriali e scientifiche hanno avuto gli amplificatori magnetici e, fra esse, ricorderemo la regolazione d'impianti d'illuminazione di motori, di macchine utensili, di scambi ferroviari, ecc. In tutti i casi si ha in genere un circuito a corrente continua che ne controlla uno a corrente alternata; la sorgente continua può essere data da una batteria, un raddrizzatore od una cella a combustibile, ecc.

In fig. 1 si vedono rappresentate due bobine sulle colonne laterali, fra loro avvolte in senso opposto, collegate in serie. Si supponga di far passare una corrente alternata in detti avvolgimenti, applicando una tensione alternata ai capi relativi; si genererà un flusso magnetico nel nucleo ed il tratteggio ne sta ad indicare il percorso.

Nella colonna centrale si hanno direzioni opposte di flusso che pertanto si annullano; nella colonna centrale non vi è quindi alcuno flusso magnetico limitandosi questo a percorrere soltanto la periferia del nucleo. Se ora sul ramo centrale del nucleo viene avvolta una bobina che si provvederà ad alimentare con c.c., si avrà un altro flusso magnetico che, uscendo dalla colonna centrale, si dividerà in due parti uguali che percorrono le colonne laterali.

Alimentando contemporaneamente gli avvolgimenti laterali con c.a. e la bobina centrale con c.c. si generano simultaneamente i flussi magnetici che prima ave-

vamo esaminato separatamente. La colonna centrale è percorsa dalla c.c. e quindi di senso costante, mentre nelle colonne laterali si hanno, oltre ai flussi provenienti dalla colonna centrale, quelli alternati. Ne consegue che pur essendo presenti due circuiti con tratti magnetici in comune essi sono, ai fini della mutua induzione, completamente indipendenti fra loro: nessuno dei due infatti induce (almeno in teoria) tensione nell'altro.

Esiste tuttavia il parametro comune di accoppiamento tra essi e questo è dato dalla permeabilità del materiale ferromagnetico impiegato. I due circuiti possono quindi reagire tra loro unicamente in funzione delle variazioni di permeabilità e questo tipo di accoppiamento ha ovviamente effetto predominante sul circuito percorso da c.a. Costruttivamente viene fatto in modo che il circuito a c.c. possa inoltre saturare il nucleo, ma non così il circuito a c.a. Richiamandoci alla fig. 1 si supponga d'inserire in un circuito a c.a. i capi A-B delle bobine laterali, mentre nell'avvolgimento della colonna centrale non circola nessuna corrente.

Il dispositivo si comporta allora come una semplice reattanza avente un'induttanza  $L$  in serie con una resistenza  $R$  (resistenza propria dell'avvolgimento).

Il circuito equivalente è visibile in figura 2a; la corrente che scorre nell'avvolgimento è la risultante della componente swattata  $I_m$  in ritardo sulla tensione  $V_L$  di  $90^\circ$  e della corrente attiva  $I_w$  in fase con la tensione  $V$ .

La resistenza « r » posta in parallelo all'induttanza L sta ad indicare la corrente attiva  $I_w$  e, supponendo trascurabile il termine R, come infatti può essere reso tale

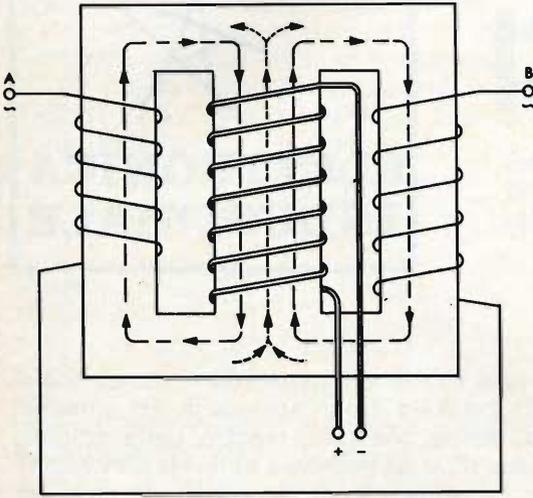


Fig. 1 - Principio del trasduttore.

in pratica, il relativo diagramma vettoriale è rappresentato nella fig. 2 b. In esso  $I_0$  rappresenta la corrente a vuoto (F è il flusso magnetico massimo), ossia:

$$I_0 = \sqrt{I_m^2 + I_w^2}$$

Quindi, a parte la corrente a vuoto  $I_0$  sempre molto piccola in pratica, la reattanza provoca una forte caduta di tensione, e ciò con la sola dissipazione d'energia dovuta alla corrente attiva  $I_w$ , conseguenza delle perdite specifiche che possono essere calcolate in base ai dati relativi al tipo di lamierino magnetico impiegato.

Inviando gradualmente c.c. nella bobina centrale, nelle colonne laterali del nucleo si sovrappongono, come già accennato, i rispettivi flussi magnetici. Poiché con una c.c. è facile ottenere altissimi valori di flusso, si può giungere con modeste potenze persino a saturare il nucleo. Quando ciò avviene la permeabilità scende a valori minimi, pertanto le bobine laterali, che in assenza del flusso continuo opponevano una fortissima reattanza al passaggio della c.a., quando il ferro è completamente saturo, il passaggio della medesima diviene relativamente facile.

La grande importanza di questi dispositivi risiede nel fatto che è possibile regolare lentamente o rapidamente, ma sempre con continuità, il valore di una c.a. con l'impiego di una c.c. piccolissima, ottenendosi così un rendimento di tensione molto elevato. Il controllo può essere effettuato anche a distanza sia con c.c. ottenuta da raddrizzatori od anche dall'uscita di amplificatori con semiconduttori. In quest'ultimo caso è ovvio che le possibilità di trasduzione possono raggiungere valori incredibilmente elevati.

Per ridurre al minimo la dispersione, dovuta al fatto che il flusso magnetico viene spinto parzialmente fuori dal nucleo di ferro per effetto dell'aumentata riluttanza in presenza del flusso continuo, si costruiscono gli avvolgimenti a c.a. ed a c.c. vicinissimi fra loro, eventualmente adottando nuclei con particolari forme come è illustrato nella fig. 3.

E' anche possibile scambiare la funzione degli avvolgimenti, ossia far sì che lo avvolgimento della colonna centrale venga fatto funzionare in c.a. mentre gli avvolgimenti laterali lavorano in c.c. Le tensioni indotte nei due avvolgimenti laterali sono uguali e contrarie e quindi si elidono algebricamente mentre nel caso della figura 1 l'elisione avveniva nel nucleo anziché negli avvolgimenti.

Sia nella prima disposizione esaminata che nella seconda si hanno notevoli dispersioni, poiché gli avvolgimenti sono molto lontani fra loro. Come già accennato, in ogni caso è conveniente ricorrere a nuclei costruiti espressamente per impieghi di trasduzione, come indicato nella figura 3.

In quest'ultimo tipo le armoniche di ordine pari risultano cortocircuitate e circolano negli avvolgimenti senza apparire; le sollecitazioni dielettriche dovute alle distorsioni della forma d'onda sono contenute a valori modesti e ciò ha grande importanza in quanto l'avvolgimento a c.c. è sempre realizzato con un grande numero di spire. Ad esempio, in un trasduttore da 100 W, funzionante a 50 Hz con circa 15 cm<sup>2</sup> di sezione del nucleo e una c.c. pilota di 0,06 A, sono necessarie quasi 12.000 spire e quindi sono molto sensibili le punte di tensione.

Nella disposizione di fig. 3 l'azione di controllo risulta aumentata e l'inerzia magnetica ridotta. Il ritardo a cui sono soggetti gli avvolgimenti fa sì che anche per variazioni discontinue della c.c. si hanno sempre regolazioni graduali; questa particolarità può essere molto utile in certe applicazioni ma può anche costituire un inconveniente in altre.

Nella fig. 4 è riportato lo schema di un trasduttore con semiconduttore pilota, destinato ad accendere gradualmente una serie di lampade.

Gli amplificatori magnetici sono, dal punto di vista fisico, ancora dei trasduttori nei quali tuttavia, con accorgimenti speciali, ma soprattutto con l'impiego di nuclei di materiale adatto viene esaltato al massimo il fattore di controllo, servendosi talvolta anche di avvolgimenti e circuiti di retroazione. Il funzionamento è soddisfacente fino a frequenze di parecchie migliaia di hertz, ma impiegando nuclei a costituzione finemente granulare si raggiungono anche in certi casi le alte frequenze.

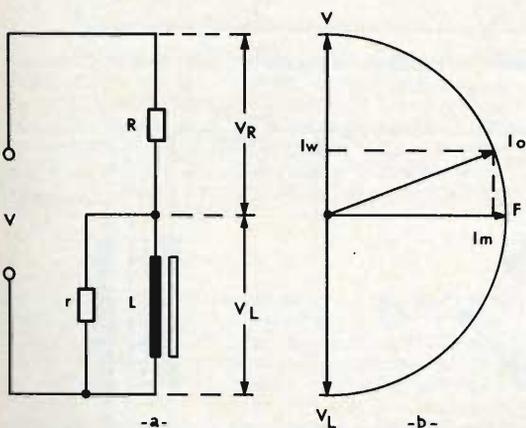


Fig. 2 - Circuito equivalente e digramma vettoriale.

La qualità di un amplificatore magnetico è strettamente vincolata ai materiali impiegati: sono indispensabili caratteristiche di magnetizzazione con forte pendenza iniziale seguita da un brusco ginocchio in corrispondenza della saturazione. Se l'avvolgimento a c.a. è stato calcolato in modo da essere molto prossimo a saturare il nucleo, bastano poche amperspire a c.c. per far intervenire la saturazione.

Fra i materiali molto usati per costruire i nuclei di amplificatori magnetici vanno annoverati i vari tipi di Permalloy ed alcuni tipi di Mumetal.

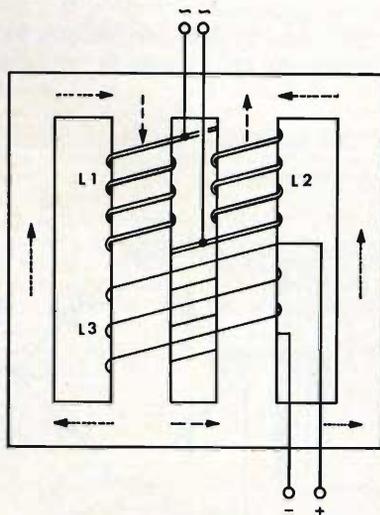


Fig. 3 - Trasduttore a quattro colonne.

Dato gli speciali nuclei occorrenti, la realizzazione degli amplificatori magnetici è assai più critica di quella dei semplici trasduttori. Le disposizioni possibili sono numerose e nella fig. 5 è rappresentato, in via d'esempio, forse il più semplice tipo di amplificatore magnetico di tensione. In esso una tensione  $V'$  è applicata al trasformatore con secondario ibrido ed a nuclei suddivisi T1; allorché ai capi A-B del raddrizzatore S non è applicata alcuna tensione, ai capi C-D, nonostante la tensione  $V'$  applicata ai primari, non compare nessuna f.e.m. o meglio, essendo le due tensioni indotte nei secondari uguali in valore ma opposte di segno, esse si elidono.

L'applicazione ai capi A-B del raddrizzatore di un segnale anche di piccolo valore, produce nei nuclei del trasformatore T1 un flusso magnetico in direzioni opposte e, precisamente, si ha un aumento di flusso in un nucleo ed una diminuzione nell'altro, a seconda del senso di polarità tra c.c. e c.a. considerate in un dato istante. Mentre in assenza di segnale, e quindi della c.c., i nuclei lavorano al di sotto del ginocchio di saturazione, per effetto della c.c. i nuclei si saturano alternativamente in ogni semiperiodo della c.a. indotta da  $V'$ .

Ne risulta una disimmetria che distrugge la condizione di equilibrio tanto maggiormente quanto più grande è il segnale applicato in A-B; ai capi C-D compare quindi una tensione alternata  $V''$ , non potendo giungere in A-B perché bloccata dal raddrizzatore S attraverso la resistenza R

di volte ed oltre sono state ottenute impiegando nuclei Permalloy ed altri materiali ad altissima permeabilità. Con buona analogia con quanto è possibile fare con i transistor, vengono anche costruiti amplificatori magnetici con reazione. In tal caso l'amplificazione che ne risulta è no-

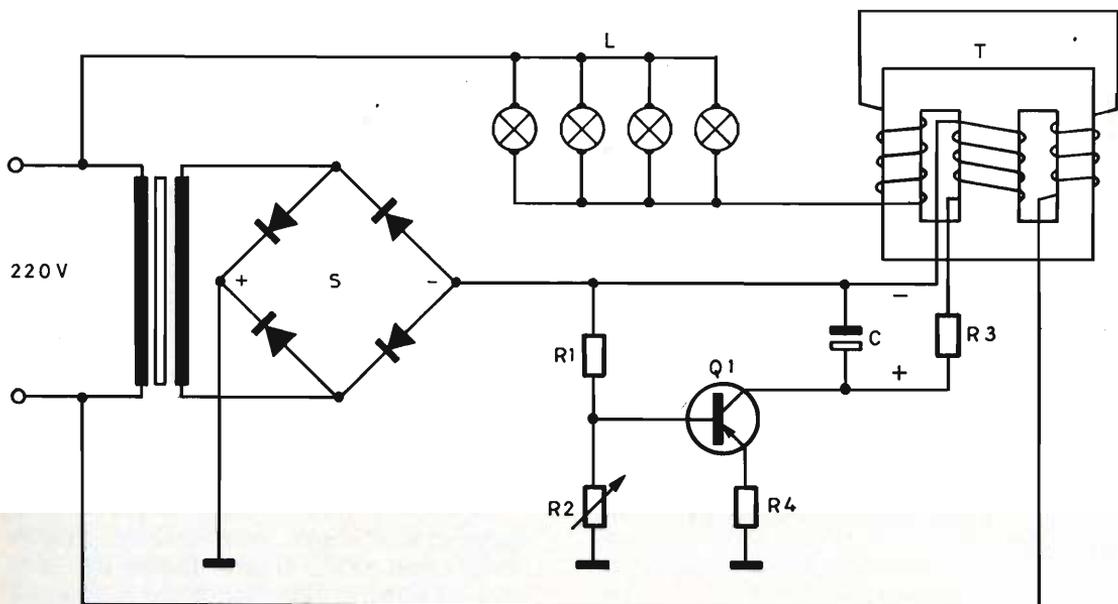


Fig. 4 - Trasduttore per accensione graduale lampade.

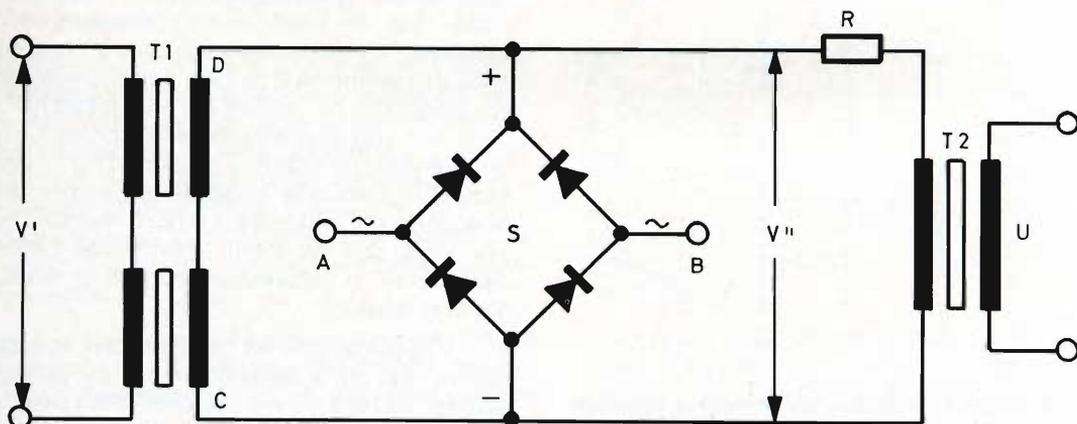


Fig. 5 - Amplificatore magnetico di tensione.

(inserita per non circuitare la c.c. attraverso il primario di T2) alimenta il primario di un trasformatore di uscita T2 facendo comparire al suo secondario una tensione molte volte maggiore del segnale applicato in A-B.

Amplificazioni dell'ordine di un milione

tevolissima e solo l'instabilità che ne consegue costituisce un limite.

L'alimentazione retroagente può essere ottenuta con avvolgimenti distinti, oppure con gli stessi avvolgimenti percorsi anche dalla c.a.

Nelle figg. 6 e 7 sono riportati due sche-

NUOVO

TEST  
INSTRUMENTS

NUOVO

# GENERATORE DI SEGNALI TV

Strumento tipico per velocità e flessibilità d'impiego

Senza dissaldare e staccare niente, a distanza, da pochi centimetri a 3-4 metri. Necessario in laboratorio, indispensabile nella riparazione a domicilio.

## 5 funzioni distinte

Controllo e revisione, separatamente della linearità verticale e orizzontale del raster (Simmetria delle barre).

Tutte le normali verifiche del servizio TV: funzione audio e video nelle ore di assenza del segnale RAI, su tutti i canali VHF e UHF.

Apprezzamento della sensibilità in funzione della distanza e della parte attiva dello stilo retrattile.

Ricerca e analisi del guasto nella parte a RF (raster attivo manca il video). Si inserisce il cavo coassiale con terminale a cilindro da innestare sul tubo termoionico, e si procede dallo stadio di MF che precede il diodo riv., in genere il III, e successivamente dal II al I fino allo stadio miscelatore del gruppo. La presenza o no delle barre orizzontali circoscrive la zona del guasto.

Controllo della sintonia dei singoli trasf. MF, e ripristino nel caso di manomissione grave. Il Generatore TV non sostituisce il complesso Sweep-Marker-Oscilloscopio, ma può dare risultati in pratica del tutto soddisfacenti. Il problema più serio è quello di dosare, stadio per stadio, l'accoppiamento al punto critico e osservare l'intensità delle barre orizzontali in condizioni di luce e di contrasto favorevoli, sulla base delle frequenze fornite dalla Casa costruttrice del TV. Una volta impostata correttamente la risposta, si provvede ad una revisione fine basandosi sulla osservazione del monoscopio. La gamma di frequenza del generatore da 35 a 50 MHz, comprende oltre metà del quadrante.

**GRATIS**

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

**Krundaal**

SEGNALI TV

### Dati tecnici

Funzionamento istantaneo.

Alimentazione a pila a 4,5 volt, piatta standard, contenuta in vano stagno, accessibile dall'esterno dal fondo dello strumento. Consumo 4 mA, durata minima 1000 ore.

Oscillatore in fondamentale da 35 a 85 MHz; in armonica tutti i canali VHF - UHF. Micro variabile in aria a curva corretta. Modulazione in ampiezza al 100% da un multivibratore commutabile su due gamme (orizzontali e verticali: 300-400 Hz e 60-100 kHz). Regolazione fine manuale per il sincronismo della frequenza di modulazione. Tre transistori PHILIPS AF116.



Uscita con innesto coassiale a vite per l'antenna a stilo e il cavetto a cilindro; idem separata dal segnale di modulazione per usi esterni (onda quadra). Quadrante tracciato a mano singolarmente per ogni strumento.

PREZZO NETTO AI TECNICI

L. 18.500.

Lo strumento viene fornito completo di pila e borsetta in vinilpelle.

KRUNDAAL - DAVOLI - 43100 PARMA - Via F. Lombardi, 6-8 - Tel. 40.885 - 40.883

mi a reazione; in entrambi G sta ad indicare il generatore c.a.

In genere gli amplificatori magnetici funzionano come amplificatori di tensione a c.a. oppure a c.c. (ad esempio inserendo raddrizzatori all'uscita del trasformatore T2 di fig. 5), ma possono funzionare anche come amplificatori di potenza.

Le applicazioni dei trasduttori ed amplificatori magnetici sono così vaste che l'argomento richiederebbe maggior spazio per poter essere approfondito nei suoi più recenti aggiornamenti. Infatti, l'impiego di ferriti ed altri materiali speciali ha permesso di creare tutta una gamma particolare di trasduttori dalle caratteristiche altamente specializzate e talvolta insolite.

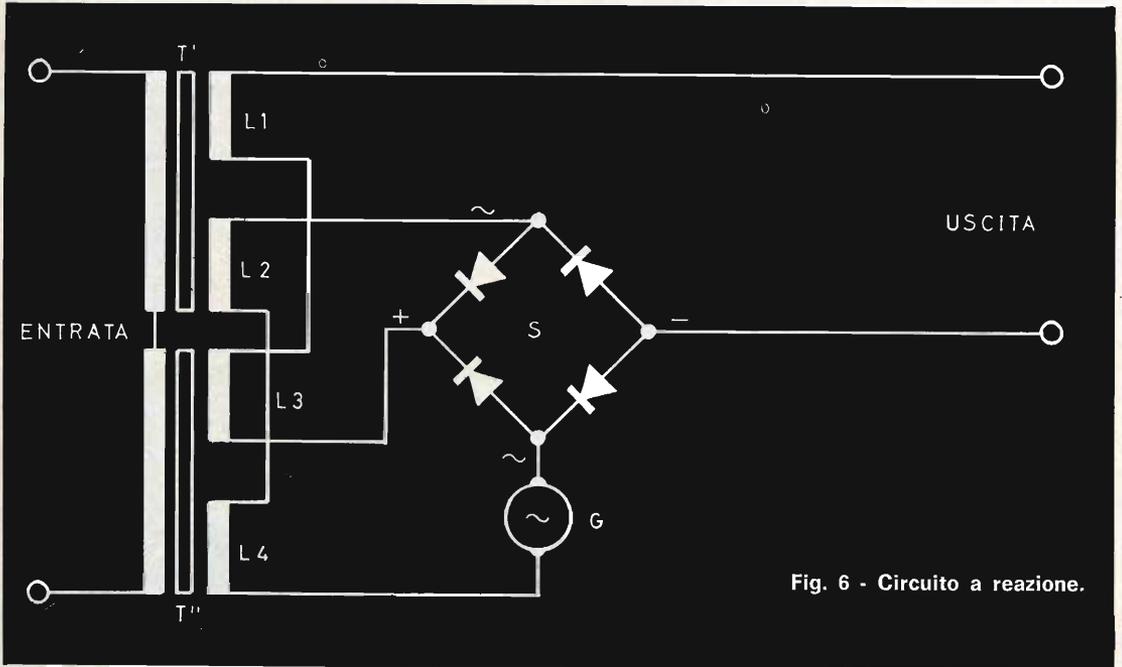


Fig. 6 - Circuito a reazione.

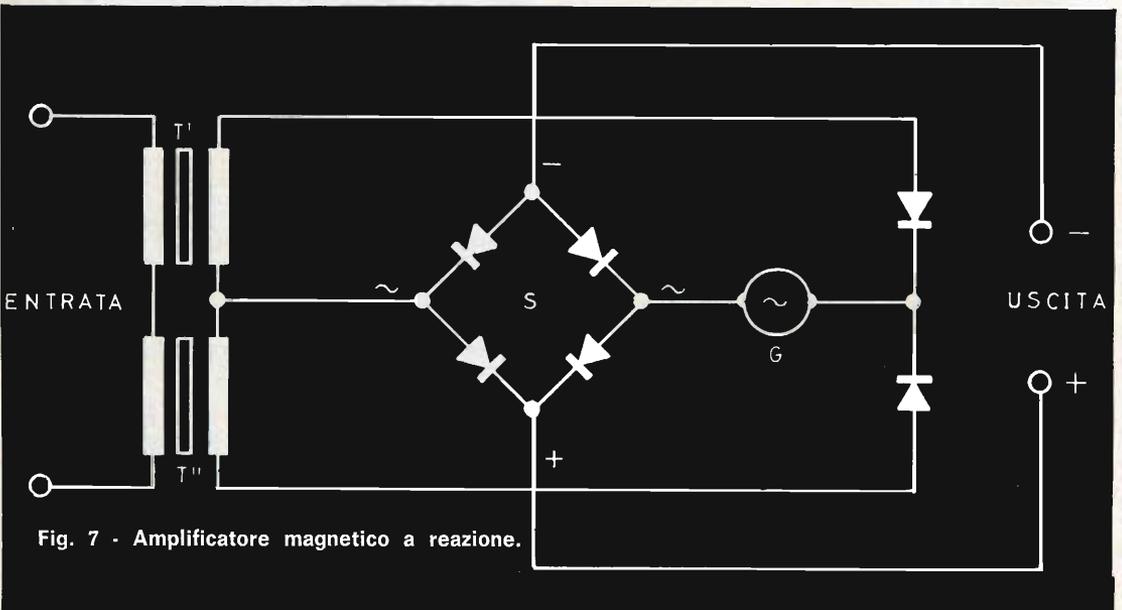


Fig. 7 - Amplificatore magnetico a reazione.

# SISTEMA DI ACCENSIONE A SCARICA CAPACITIVA PER MOTORI A SCOPPIO

**ELETTRONICA  
INDUSTRIALE**

a cura di L. Biancoli

Già da molto tempo nell'industria automobilistica si parla di sostituire il ben noto spinterogeno con un dispositivo elettronico adatto a determinare la presenza di una scintilla tra gli elettrodi delle candele, ottenendo in tal modo numerosi vantaggi rispetto al vecchio sistema. Naturalmente, si tratta di ottenere una scintilla ad Alta Frequenza, o comunque con caratteristiche dinamiche tali da determinare un minor logorio degli elettrodi, oltre ad una scintilla con intensità tale da assicurare al cento per cento la accensione della miscela, ottenendo così un aumento del rendimento del motore.

E' altresì noto che alcune fabbriche di automobili hanno già adottato sistemi analoghi, riscontrandone i vantaggi e — contemporaneamente — alcuni inconvenienti. Il sistema che qui descriviamo, sulla scorta di un articolo apparso su *Electronics World*, è basato sul principio della scarica capacitiva, e consente una notevole riduzione delle operazioni di manutenzione, oltre a prestazioni assai interessanti.

**I**l sistema di accensione per motori a scoppio del tipo a scarica capacitiva sembra aver conquistato la fama di essere il dispositivo elettronico più soddisfacente sotto questo aspetto. Esso — infatti — consente di ottenere dal motore un rendimento eguale (se non migliore) a quello consentito dagli altri sistemi, e — in aggiunta — richiede una minore intensità della corrente di ingresso rispetto a quella richiesta da un sistema di accensione funzionante a transistori.

Indipendentemente da ciò, uno dei maggiori vantaggi che lo caratterizza è che con il sistema a scarica capacitiva si fa uso della bobina convenzionale e del solito distributore, per cui non sussiste la necessità di munire il motore di una nuova bobina di accensione, che per altro sarebbe assai costosa. Oltre a ciò, dal momento che tutti i componenti di un impianto di accensione di tipo convenzionale sono già solitamente installati nella vettura, è sempre possibile ripri-

stinare le condizioni di funzionamento originali, semplicemente ricollegando la bobina ed il distributore al circuito normale di accensione.

Ne deriva che, facendo uso di un semplice commutatore, è possibile commutare il funzionamento del motore dal sistema di accensione a scarica capacitiva al sistema di accensione normale, con la sola perdita del tempo necessario per alzare il cofano e richiuderlo. Volendo, è persino possibile installare il suddetto commutatore sul cruscotto, in modo da consentire il passaggio da un sistema all'altro anche mentre il motore è in funzione.

Prima di procedere, a tutto quando si è detto fin qui occorre infine aggiungere che un dispositivo elettronico per l'accensione dei motori a scoppio è in grado di durare assai più della stessa vettura sulla quale è installato, e ciò in quanto non contiene generalmente né valvole,

né condensatori elettrolitici, né altri componenti che siano soggetti a consumo, logorio, bruciature, interruzioni o altro.

## IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento del sistema che stiamo per descrivere non ha la pretesa di essere né nuovo né straordinario: tuttavia, i motivi che gli attribuiscono un certo pregio consistono nel fatto che esso è assai economico, e che può essere inoltre tradotto in pratica anche sperimentalmente con l'impiego di componenti di uso comune, facilmente reperibili presso l'organizzazione G.B.C.

Per la maggior parte i componenti necessari possono essere del tipo appartenente alla categoria del materiale radio, e — anche ammettendo che vengano tutti acquistati ex novo — il costo globale non deve essere generalmente superiore a circa 12.000 lire. Un notevole risparmio può essere conseguito impiegando un semplice trasformatore per filamenti nel circuito di conversione dalla corrente continua alla corrente alternata. Un trasformatore di questo tipo non presenta il medesimo rendimento di quello solitamente presentato dai trasformatori di tipo speciale che possono essere studiati per questa particolare applicazione: tuttavia, il funzionamento risulta del pari soddisfacente, col vantaggio di un costo assai inferiore. Oltre a ciò, con l'impiego di un trasformatore di fortuna si ottiene un consumo di corrente primaria leggermente maggiore che non quello che si ottiene con un trasformatore speciale: si tratta però di un aumento insignificante rispetto alla intensità totale del carico applicato alla batteria di un'automobile, ed inoltre la massima intensità della corrente che esso assorbe è sempre notevolmente inferiore a quella che verrebbe assorbita da un sistema di accensione funzionante a transistori.

Quando il dispositivo di accensione è inserito, e mentre il motore è fermo, la intensità della corrente primaria, negli impianti alimentati con una batteria di bordo da 12 volt, ammonta approssimativamente ad 1,4 ampère, con aumenti fino ad un massimo di 3,6 ampère alla velocità di 4.500 giri al minuto. Il valore

esatto di intensità della corrente assorbita varia da una vettura all'altra, a seconda del valore della resistenza zavorra, facente parte dell'impianto originale.

Nel metodo di accensione convenzionale, il cui principio è illustrato alla **figura 1**, la corrente primaria che scorre attraverso la bobina di accensione ed attraverso le puntine del distributore immagazzina una certa quantità di energia nella induttanza della bobina. Non appena le puntine si aprono, questa energia immagazzinata viene liberata in un circuito oscillante costituito dalla stessa bobina e dalla capacità collegata in parallelo alle puntine. La tensione di picco che può essere raggiunta in questo circuito ammonta approssimativamente a 200/250 volt, e viene moltiplicata ad opera del rapporto tra le spire primarie e quelle secondarie della bobina di accensione (che non è altro che un trasformatore), fino a raggiungere un valore massimo approssimativamente pari a 15/20 chilovolt, in modo da ottenere una scintilla di intensità adeguata tra gli elettrodi delle candele.

Questo sistema è estremamente semplice, e la sua semplicità costituisce il motivo principale per il quale si è continuato a farne uso per così tanti anni. Tuttavia, esso presenta anche alcuni punti deboli: ad esempio, in corrispondenza delle velocità più elevate, viene a mancare tra una scintilla e l'altra una distanza di tempo sufficiente per consentire di immagazzinare una quantità massima di energia nell'induttanza, per cui — con l'aumentare della velocità — la tensione che determina la scintilla tra gli elettrodi delle candele diminuisce ad un valore che può in certi particolari casi non essere più sufficiente agli scopi pratici. Oltre a ciò, a causa dell'intensità della corrente primaria, i contatti in serie al circuito primario determinano ad ogni apertura e ad ogni chiusura delle scintille di una certa importanza, che tendono col tempo ad ossidarne la superficie, e a determinare quel ben noto effetto che si chiama **perlinatura**. Ben pochi sono infatti quegli automobilisti che non hanno sperimentato l'inconveniente derivante anche da una piccola traccia di bruciatura tra le puntine, a causa della quale si

riduce notevolmente il rendimento generale del motore, fino ad ottenere persino le condizioni di interruzione del funzionamento.

Il metodo basato sull'impiego di transistori per commutazione funziona sul medesimo principio, in quanto un transistoro viene impiegato per commutare la corrente primaria, mentre i contatti del distributore servono soltanto per consentire il passaggio della corrente di base del transistoro. In tal caso le puntine non vengono più percorse dalla medesima intensità di corrente che normalmen-

è necessario installare un relé supplementare e — se il commutatore di accensione è fermo — può accadere che l'induttanza di valore basso ma di costo assai elevato bruci (a meno che non vengano adottate particolari precauzioni nell'allestimento del circuito primario).

Nel sistema di accensione per motori a scoppio a scarica capacitiva, del tipo illustrato alla **figura 2**, l'energia viene immagazzinata in un condensatore (C3), che a sua volta si scarica nella bobina di accensione attraverso un rettificatore controllato al silicio, del tipo normalmen-

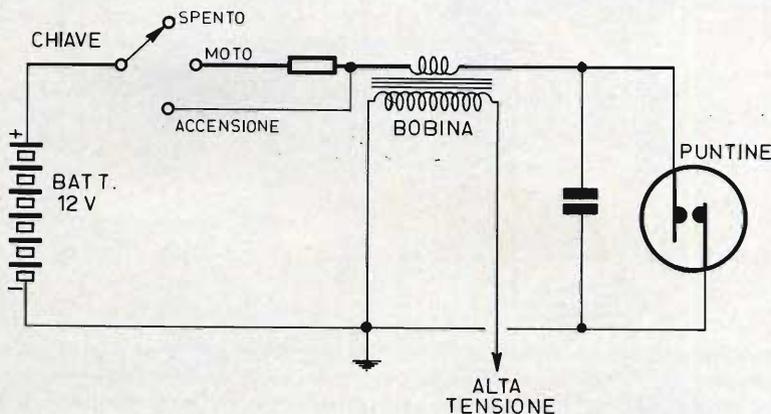


Fig. 1 - Rappresentazione schematica semplificata dell'impianto di accensione convenzionale di un motore a scoppio. La batteria fornisce la tensione al primario della bobina di accensione, caratterizzata da un elevato rapporto di trasformazione. La trasformazione dalla corrente continua alla corrente alternata è dovuta semplicemente al fatto che il collegamento a massa del primario della bobina viene ritmicamente interrotto dalle puntine del distributore, trasformando così la corrente continua primaria in impulsi.

te le percorre negli impianti convenzionali, per cui viene risolto il problema della loro ossidazione: tuttavia, il transistoro risulta esposto alla tensione notevolmente elevata che si sviluppa ai capi dell'avvolgimento primario della bobina di accensione.

A causa di ciò, per ridurre questa tensione ad un valore tollerabile, si fa uso di un nuovo tipo di bobina a basso valore induttivo, che — peraltro — determina a sua volta un aumento apprezzabile dell'intensità della corrente primaria. Ciò — come effetto secondario — determina il manifestarsi di altri problemi. In alcuni tipi di vetture, l'impianto di accensione non è in grado di sopportare la corrente di maggiore intensità, per cui

te definito col termine di Thyristore. Il condensatore che provvede all'immagazzinamento dell'energia elettrica e la bobina relativa costituiscono un circuito oscillatorio nel quale la tensione di picco corrisponde alla tensione al cui livello è stato caricato inizialmente il condensatore.

Se si fa uso della bobina che faceva parte del sistema di accensione convenzionale, è possibile ottenere un aumento assai apprezzabile della tensione applicata ai capi delle candele, se il condensatore si carica fino ad assumere tra le sue armature un potenziale di valore compreso approssimativamente tra 350 e 400 volt. Questa tensione può essere facilmente prodotta con un convertitore dal-

la corrente continua alla corrente alternata, del tipo a circuito solido. Il Thyristore viene messo in funzione dalle puntine del distributore, le quali devono consentire soltanto il passaggio di una corrente avente un'intensità di circa 0,25 ampère, con la tensione fornita dalla batteria di bordo, pari a 12 volt.

una tensione di rete dell'ordine di 125 volt. Il fatto che esso fornisca in uscita una tensione dell'ordine di 400 volt — tuttavia — significa semplicemente che la tensione applicata ai capi dell'avvolgimento a 6,3 volt, derivante dalle oscillazioni prodotte dai due transistori Tr1 e Tr2, è assai superiore al valore presta-

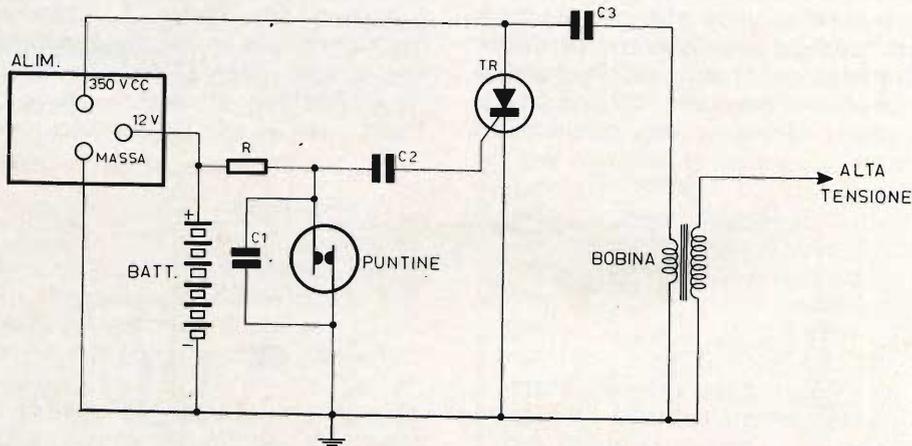


Fig. 2 - Rappresentazione schematica semplificata del dispositivo elettronico di accensione per motori a scoppio e scarica capacitiva. Mediante le due puntine evidenziate nel circoletto nero, comandate dal normale albero a camme, viene applicata ritmicamente la tensione di eccitazione all'elettrodo di controllo del Thyristore, il quale — a sua volta — determina la scarica capacitiva attraverso il primario della bobina di accensione, che resta del tipo convenzionale.

## CARATTERISTICHE DI PROGETTO E FUNZIONAMENTO

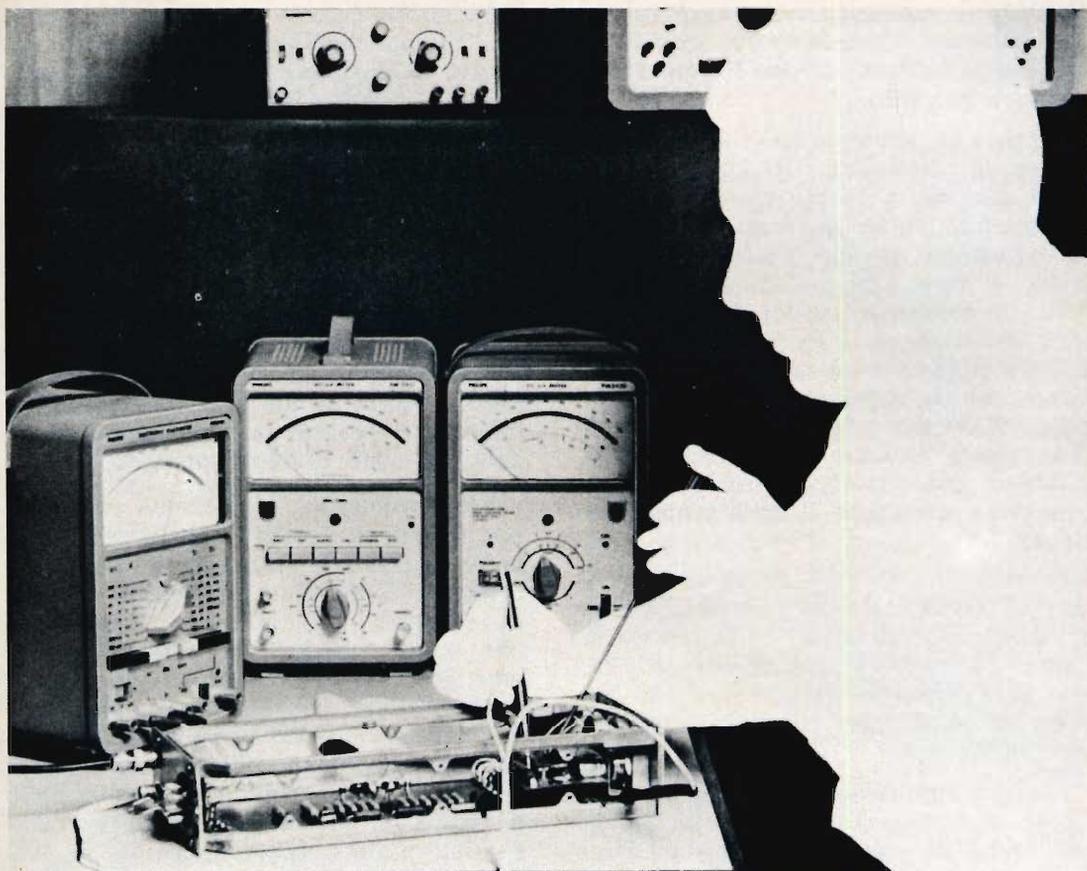
La **figura 3** illustra il circuito completo del dispositivo per l'accensione elettronica di motori a scoppio, funzionante sul principio della scarica capacitiva. I due transistori, Tr1 e Tr2, ed il trasformatore T costituiscono un circuito per la conversione di energia a corrente continua in energia a corrente alternata, producendo una tensione alternata ad onda quadra avente un'ampiezza pari approssimativamente a 400 volt di picco.

Prima di procedere, occorre precisare che — come già si è detto all'inizio — questo trasformatore può essere costituito da un normale trasformatore per la accensione di filamenti, avente un avvolgimento a 6,3 volt con presa centrale, ed un secondo avvolgimento adatto ad

bilato di 6,3 volt, per cui — a causa del rapporto di trasformazione — si ottiene al secondario la tensione suddetta.

La tensione alternata a forma d'onda rettangolare così prodotta viene rettificata ad opera del ponte costituito dai quattro diodi D1, D2, D3 e D4, e, una volta convertita in corrente continua, carica la capacità C2, finché tra i suoi elettrodi è presente una differenza di potenziale a corrente continua pari appunto approssimativamente a 400 volt. La carica che si accumula nella capacità C2 rappresenta l'energia elettrica immagazzinata, di cui si usufruisce per eccitare il primario della bobina di accensione, e per provocare quindi la scintilla tra gli elettrodi delle candele.

Non appena tra gli elettrodi di C2 è presente la tensione di 400 volt, l'energia immagazzinata ammonta approssimativamente ad 8 millijoule, che corrispon-



## Tre nuovi millivoltmetri elettronici transistorizzati ... per ogni esigenza

### Millivoltmetro tensioni continue PM 2430

per misure di tensioni nell'industria elettronica, elettrotecnica e grandezze non elettriche come dilatazione temperatura e spostamento statico, mediante captatori, nella metallurgia, chimica, geofisica, biologia e ricerche mediche.

Tensione continua: 1 mV ... 500 V  
 Precisione: 2 %  
 Imped. d'ingresso: 1 M $\Omega$  ... 100 M $\Omega$   
 Predeflessione: 25  $\mu$ V  
 Indicaz. di polarità: automatica  
 Indicatore di zero: 5  $\mu$ V  
 Alimentazione: batterie  
 Dimensioni: 240x160x180 mm

### Millivoltmetro tensioni alternate PM 2451

per misure di tensioni nella tecnica delle audiofrequenze, trasmissioni, frequenze portanti, ultrasuoni ed elettromeccanica.

Tensione alternata: 1 mV ... 500 V  
 Precisione: 2 %  
 Imped. d'ingresso: 1 M $\Omega$  ... 10 M $\Omega$   
 50 pF ... 8 pF  
 Gamma di freq.: 10 Hz ... 7 MHz  
 Uscita amplif.: 2 Hz ... 14 MHz  
 (3 dB)  
 Predeflessione: 20  $\mu$ V  
 Alimentazione: rete o batterie  
 Dimensioni: 240x160x230 mm

### Voltmetro universale PM 2401

voltmetro universale di misura per tensioni continue ed alternate, correnti continue ed alternate e resistenze.

Tensione continua: 100 mV ... 700 V  
 Tensione alternata: 100 mV ... 300 V  
 Corrente continua: 100  $\mu$ A ... 10 A  
 Corrente alternata: 1 mA ... 10 A  
 Resistenza: 100  $\Omega$  ... 50 M $\Omega$   
 Precisione: 3% (R = 4 ... 5%)  
 Imped. d'ingresso: 1  $\Omega$  ... 10 M $\Omega$   
 50 pF ... 7 pF  
 Gamma di freq.: V: 2 Hz ... 2 MHz  
 I: 20 Hz ... 100 MHz  
 Predeflessione: 1 divisione  
 Indicaz. di polarità: automatica  
 Alimentazione: batterie  
 Dimensioni: 240x160x180 mm



PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA  
 Piazza IV Novembre, 3  
 MILANO - Tel. 6994 (Int. 243)

Chiedeteci il catalogo generale  
 degli apparecchi elettronici di misura.

**PHILIPS**   
**VOLTMETRI**

de a più del doppio della quantità di energia che viene normalmente considerata necessaria agli effetti dell'accensione di motori a scoppio.

Quando le puntine del distributore si aprono, il Thyristore TR entra in stato di conduzione in quanto al suo elettrodo di controllo viene applicata la tensione di eccitazione attraverso la capacità C3, grazie al fatto che i terminali superiori della resistenza R7 e del diodo D5 non sono più collegati a massa attraverso le puntine, proprio a causa dell'apertura delle stesse. Di conseguenza, il Thyristore assume virtualmente il comportamento di un corto circuito, che unisce direttamente la capacità C2 alla bobina di accensione, attraverso il collegamento di massa.

Questo circuito oscillatorio viene eccitato ad opera dell'energia immagazzinata nella capacità C2, e — in tali condizioni — ai capi del secondario della bobina di accensione si presenta una tensione di valore pari approssimativamente a 30.000 volt.

Il Thyristore provvede contemporaneamente a cortocircuitare l'uscita dell'alimentatore, per cui provoca la scomparsa della tensione fornita dal convertitore

CC/CA. Quando la corrente che scorre nel circuito oscillatorio si inverte di polarità, il Thyristore TR cessa di condurre, ed il ponte costituito dai quattro diodi precedentemente citati viene a costituire un percorso per questa corrente inversa, la quale ricarica la capacità C2 fino a far sì che tra i suoi elettrodi si presenti una differenza di potenziale di valore approssimativamente pari a 200 volt.

A questo punto, l'invertitore riprende a funzionare, e continua a caricare C2 fino al valore di 400 volt, dopo di che il circuito è pronto per dar luogo ad un secondo ciclo di funzionamento.

Ciò premesso, possiamo analizzare con maggiore ricchezza di dettagli il circuito di eccitazione del Thyristore. Come il lettore certamente sa, è necessario un lieve impulso di eccitazione per far sì che questo dispositivo semi-conduttore entri in stato di conduzione: tale impulso può quindi cessare molto tempo prima che la tensione positiva venga nuovamente applicata all'elettrodo anodico del Thyristore. Oltre a ciò, è necessario un qualsiasi mezzo per impedire che il Thyristore entri accidentalmente in stato di conduzione, vale a dire anche senza

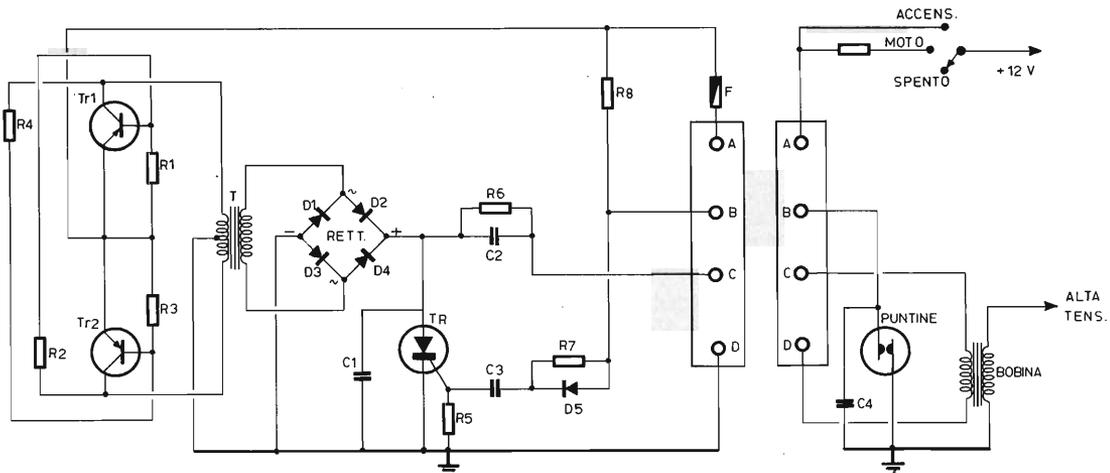


Fig. 3 - Circuito elettrico completo del dispositivo elettronico per l'accensione di motori a scoppio mediante il sistema a scarica capacitiva. La tensione di oltre 300 volt necessaria per alimentare l'intero impianto viene fornita da un convertitore costituito da due transistori oscillanti su di una frequenza relativamente bassa. Un trasformatore — che può essere del tipo normalmente reperibile in commercio per l'accensione dei filamenti — provvede ad elevare la tensione delle oscillazioni prodotte conferendo loro il valore necessario. Tale tensione viene poi rettificata da un circuito rettificatore a ponte, ed alimenta l'intero circuito.

che venga prodotto volutamente l'impulso di eccitazione.

Osservando meglio il circuito di figura 3, possiamo notare che, quando le puntine sono chiuse, il loro contatto determina certamente un certo passaggio di corrente attraverso la resistenza R8. La intensità di questa corrente ammonta di solito approssimativamente a 0,25 ampère, ed è sufficiente ad ogni effetto pratico, pur evitando fenomeni di ossidazione e di perlinatura delle puntine stesse. La suddetta resistenza, che ha un valore di 50 ohm, costituisce anche un percorso ad impedenza relativamente bassa, attraverso il quale viene fornita la tensione all'elettrodo di controllo del Thyristore.

Quando le puntine del distributore si aprono, la tensione in corrispondenza della giunzione tra R7 ed R8 aumenta improvvisamente fino ad assumere il valore di + 12 volt, il che fa sì che il diodo D5 venga polarizzato in senso diretto, per cui l'impulso di eccitazione può passare attraverso la capacità C3, e presentarsi ai capi della resistenza R5, facente capo appunto all'elettrodo di controllo.

La suddetta capacità C3 si carica quindi rapidamente attraverso R8 ed attraverso la combinazione in parallelo di R5 e dell'elettrodo di controllo del Thyristore, per cui l'impulso di eccitazione cessa dopo un brevissimo periodo di tempo.

Quando invece le puntine del distributore si chiudono, D5 assume una polarizzazione inversa, per cui la capacità C3 si scarica lentamente attraverso R7, del valore di 3.900 ohm. Di conseguenza, qualsiasi eventuale impulso spurio di eccitazione può avere luogo soltanto negli istanti in cui C3 è quasi già completamente carico, per cui tali impulsi non possono essere inoltrati all'elettrodo di controllo del Thyristore.

## **NORME COSTRUTTIVE E DI INSTALLAZIONE**

La costruzione e la messa in opera di questo dispositivo non sono affatto critiche. In pratica, è opportuno citare una unica esigenza particolare: occorre in altre parole evitare di montare qualsiasi

componente in prossimità del collettore di scarico. Qualsiasi altra posizione al di sotto del cofano risulta più che soddisfacente.

L'impianto così come è stato descritto è stato collaudato sperimentalmente fino alla temperatura di oltre 70°C, che equivale presumibilmente alla massima temperatura che è possibile riscontrare nel vano motore di un'autovettura.

Naturalmente, per assicurare il funzionamento più soddisfacente possibile da parte dei transistori contenuti nel convertitore, è necessario che questi siano provvisti di un sistema per la dissipazione del calore: di conseguenza, la massima temperatura che si presuppone sussista nell'ambiente in cui essi devono essere installati determina le dimensioni delle eventuali alette di dissipazione. Se lo spazio disponibile di fronte al radiatore è sufficiente, il dispositivo può essere montato in tale posizione, dove l'aria fresca disponibile consente di impiegare soltanto delle lamelle di alluminio dello spessore di circa 1,5 millimetri, aventi le dimensioni approssimative di 150×150 millimetri, per ciascun transistore. Se invece lo spazio di fronte al radiatore è limitato, i transistori suddetti possono essere montati su di una piastra piatta, mentre gli altri componenti possono essere montati nello scompartimento del motore. Se è assolutamente indispensabile montare i transistori nel vano del motore (oppure se lo si desidera), assicurarsi che i transistori abbiano una massima possibilità di dissipazione del calore.

Qualunque sia il metodo costruttivo e la posizione di montaggio, sarà comunque sempre meglio montare i dispositivi di dissipazione del calore dei transistori separatamente dal resto dei componenti, in modo da evitare di prelevare calore dal trasformatore e dalle resistenze.

Come si è detto in precedenza, il trasformatore descritto nell'elenco dei componenti non è il più indicato per questa particolare applicazione, per cui l'eccesso di energia consumata si manifesta sotto forma di produzione di calore nel nucleo. Dopo che il dispositivo ha funzio-

nato per un certo periodo di tempo, si noterà infatti che il nucleo è più caldo dell'avvolgimento. Abbiamo prima precisato che il trasformatore per filamenti non è molto adatto, e ciò in quanto il nucleo non viene realizzato col materiale più idoneo per funzionare in stato di saturazione in un convertitore dalla corrente continua alla corrente alternata: tuttavia, esso rappresenta un componente assai economico, il che è certamente un vantaggio che non va scartato.

In secondo luogo, occorre isolare i transistori ed il Thyristore, usufruendo dei normali metodi adottati in ogni applicazione elettronica. Se si dispone anche di grasso ai siliceni, è opportuno applicarne uno strato sottile su entrambi i lati delle lamelle isolanti.

Nell'eventualità che si faccia uso di dispositivi di dissipazione del calore di tipo autocostruito, in alluminio puro, è possibile aumentare il loro potere irradiante applicandovi sopra uno strato sottile di vernice nera, da entrambi i lati. Un po' di vernice applicata anche intorno ai terminali dei transistori consentirà anche un certo isolamento ed una certa insensibilità alla eventuale umidità presente nell'atmosfera. Naturalmente, la presenza di tracce di umidità sul radiatore di un transistor non costituisce un problema vero e proprio, in quanto i circuiti sono eminentemente del tipo a bassa tensione ed a bassa impedenza.

Tutti gli altri componenti possono essere installati in qualsiasi involucro disponibile. Il prototipo realizzato dall'Autore era stato montato in una scatola avente le dimensioni di millimetri  $100 \times 125 \times 150$ , che si dimostrò assai più voluminoso del necessario. Il secondo prototipo è stato invece realizzato in un involucro d'alluminio avente le dimensioni di millimetri  $75 \times 100 \times 150$ , più che soddisfacente ad ogni effetto pratico.

Indipendentemente dal fatto che si usi una basetta a circuiti stampati oppure un cablaggio convenzionale, è sempre bene fare in modo che tutti i componenti siano ben fissati ai relativi punti di ancoraggio, controllando che le saldature siano eseguite alla perfezione, in quanto in

ogni autovettura esiste sempre una notevole quantità di vibrazioni meccaniche.

Il fissaggio del Thyristore presenta un potenziale di circa 400 volt, per cui se lo si monta attraverso un fianco dell'involucro o dello chassis, in modo che esso risulti rivolto verso l'esterno, occorre provvedere ad un adeguato isolamento, applicando eventualmente un cappuccio di plastica o di gomma. La tensione di 400 volt potrebbe essere pericolosa in caso di manomissione del motore mentre è in funzione, in quanto è assai facile venire a contatto con esso con la mano o col gomito, durante qualsiasi operazione di controllo.

L'elenco dei componenti va inteso soltanto come guida, ed è suscettibile di numerose variazioni a seconda delle esigenze pratiche che possono presentarsi durante il collaudo e la messa a punto del dispositivo. La loro disposizione non è affatto critica, ed è sempre bene inserire il fusibile rappresentato dal simbolo F nello schema di figura 3. Sotto questo aspetto, si rammenti che molte vetture sono prive di un fusibile nel circuito di accensione, ed in tal caso è preferibile inserirlo direttamente nel dispositivo: infatti, nell'eventualità che un transistor presentasse un improvviso corto circuito, ciò provocherebbe danni in altre parti.

Non appena l'apparecchio è stato realizzato, e tutti i componenti sono stati installati nell'involucro, preparare un cavo di collegamento a quattro conduttori, di lunghezza sufficiente a consentirne la applicazione tra la bobina di accensione e la posizione che è stata scelta per installarvi il dispositivo. Ciascun collegamento deve essere provvisto di capocorda ad anello all'estremità facente capo alla bobina, che può però essere sostituito attribuendo al terminale nudo una forma anulare, ravvivata con stagno.

Agli effetti dell'installazione, staccare i collegamenti esistenti facenti capo alla bobina, e collegare quindi il nuovo cavo a quest'ultima ed ai conduttori precedentemente da essa staccati. A tale scopo, usare viti in ottone, ranelle piatte, e dadi, per effettuare le connessioni



in Hi-Fi  
il successo  
è IREL



IREL S.p.A. - Genova - Italia - C.so Gastaldi 19/1 - Tel. 313501 (5 linee)

tra il nuovo cavo e i vecchi conduttori, indi coprire tutte le connessioni elettriche con buon nastro isolante. Se alla bobina di accensione è collegata una capacità per la soppressione dei rumori (nel caso di installazione di un'autoradio) collegare tale capacità in modo che il terminale che faceva capo alla batteria sia in contatto diretto con il conduttore del nuovo cavo facente capo al contatto A del raccordo a quattro poli.

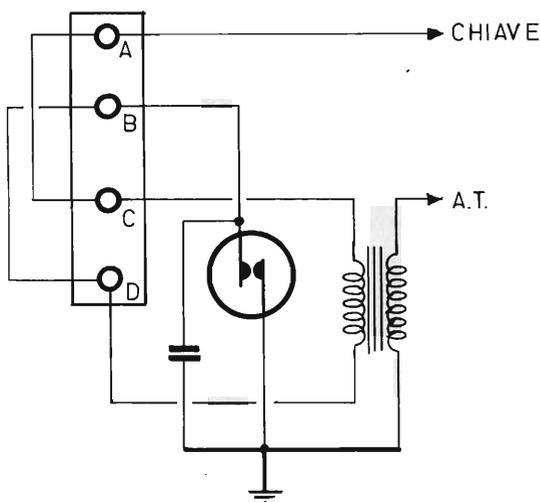


Fig. 4 - Nell'eventualità che si desideri ripristinare il funzionamento del motore a scoppio adottando il sistema convenzionale di accensione, è sufficiente cortocircuitare tra di loro i punti A e C, B e D, mediante due ponti di collegamento.

Lo spinotto di raccordo, schematizzato nel circuito di **figura 4**, può presentare dei ponti di corto-circuito per ripristinare il sistema di accensione convenzionale, e deve essere montato sulla vettura in prossimità della nuova apparecchiatura elettronica. Uno spinotto del tutto analogo, visibile nel circuito di **figura 3**, serve per collegare il dispositivo al circuito, e può essere montato direttamente sulla stessa apparecchiatura, oppure all'estremità di un cavetto di lunghezza adatta. Ove lo si preferisca, è sempre possibile usare un commutatore a quattro vie, due posizioni, nel modo illustrato alla **figura 5**, anziché usare un sistema di spinotti intercambiabili: tuttavia, anche usando un commutatore, è

sempre opportuno ricorrere anche agli spinotti, in quanto ciò permette di staccare facilmente l'apparecchiatura elettronica nell'eventualità che si renda necessario un controllo.

I collegamenti di massa devono essere il più possibile efficaci, facendo eventualmente uso di viti autofilettanti inserite in appositi fori praticati nella lamiera della carrozzeria.

Il metodo di collegamento illustrato alla **figura 4** determina una polarità dell'alta tensione corrispondente a quella originale. Nell'eventualità che si desideri controllare la suddetta polarità, staccare il collegamento da una delle candele, e predisporre il relativo terminale alla distanza di circa 12 millimetri dalla massa. Mentre il motore è in funzione, tenere la punta di una matita di legno lungo il percorso della scintilla, e notare che da un lato della mina di grafite la scintilla presenta una tonalità tendente verso il colore arancio. Se tale tonalità di colore si presenta tra la matita e la massa, la polarità è negativa, il che corrisponde appunto alla polarità originale.

Sotto questo aspetto, è bene considerare che l'eventuale inversione della polarità dell'alta tensione non comporta alcuna differenza apprezzabile agli effetti del funzionamento.

Nell'eventualità che si desiderasse eseguire la prova descritta, si tenga presente che — a causa dell'alto valore della tensione — può accadere che si riceva una forte sensazione di scossa anche attraverso l'isolamento in legno della matita: di conseguenza, è bene tenerla in posizione con l'aiuto di altro oggetto isolante, quale potrebbe essere un panno molto asciutto, oppure una pinza con manici isolati, eccetera.

## FUNZIONAMENTO

Una volta che l'apparecchiatura è stata realizzata ed installata nell'autovettura, è possibile procedere al collaudo. A tale scopo, mettere in moto il motore, e controllare che l'apparecchiatura elettronica precedentemente realizzata produca un suono facilmente percepibile. Si tratta di una nota musicale che proviene di-

rettamente dal convertitore che trasforma in corrente alternata la corrente continua fornita dalla batteria.

Per ottenere un miglior rendimento, è sempre opportuno controllare le puntine, pulendole o limandole eventualmente con una lima molto sottile, e regolandone la distanza secondo i dati forniti dalla fabbrica della vettura. La distanza tra le puntine quando si usa un sistema di accensione del tipo a scarica capacitiva non è critica; tuttavia, dal momento che è prevista eventualmente la utilizzazione in alternativa dell'impianto di accensione originale, è sempre necessario che le puntine siano regolate in conformità alle istruzioni fornite dalla fabbrica.

Naturalmente, la fase deve essere anch'essa regolata in base alle prescrizioni, ed inoltre è bene controllare le candele e pulirle o sostituirle nell'eventualità che alcune di esse risultino particolarmente logorate.

Dopo aver fatto funzionare il motore per qualche minuto secondo il sistema convenzionale, inserire il sistema di accensione elettrico. Per quanto riguarda la regolazione dell'anticipo, sia essa fissa o automatica, occorre considerare che l'impianto a scarica capacitiva determina un'accensione leggermente precoce, in quanto la tensione raggiunge il valore più alto con un leggero anticipo rispetto al sistema convenzionale, il che determina il verificarsi della scintilla con un leggero anticipo. Quest'ultimo ammonta tuttavia a meno di  $1^\circ$  quando il motore è in folle, per cui non è possibile controllarlo con l'aiuto di una delle ben note lampade stroboscopiche per il controllo della fase. In corrispondenza dei regimi di rotazione più elevati, l'anticipo può ammontare a diversi gradi e — in alcune vetture — può persino risultare eccessivo. Nell'eventualità che si riscontrino delle irregolarità agli effetti della regolazione dell'anticipo, tutto ciò che occorre fare consiste semplicemente nell'apportare un leggero ritardo, cosa che può essere facilmente ottenuta ruotando opportunamente l'apposito dispositivo di regolazione, e bloccandolo nella posizione più adatta.

Nei confronti del prototipo realizzato dall'autore, ed applicato in modo permanente sulla sua vettura, è da rilevare che egli ha potuto percorrere circa 25.000 chilometri, senza riscontrare alcun inconveniente. Dopo tale percorso, le puntine del distributore risultarono perfettamente pulite e levigate come lo erano all'inizio, senza che la distanza tra loro avesse subito alcuna apprezzabile variazione.

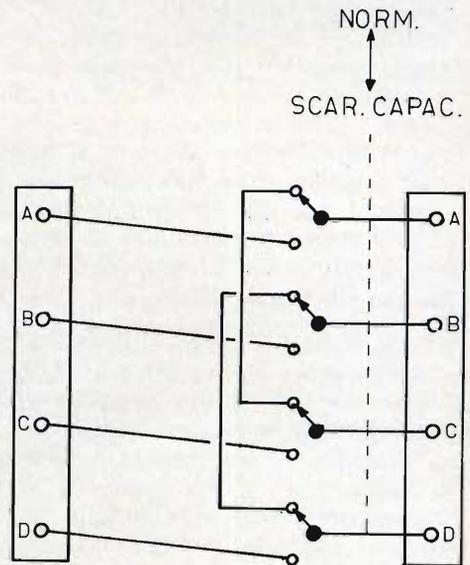


Fig. 5 - Schema dei collegamenti da effettuare nei confronti del commutatore (che va installato all'interno dell'autovettura) per consentire il passaggio mentre il motore funziona dal sistema di accensione convenzionale a quello di accensione mediante il dispositivo a scarica capacitiva.

Con l'impiego di questo sistema — come si è detto all'inizio — risulta una maggiore durata delle candele, ed una minore probabilità che esse si sporchino a causa della mancata combustione della miscela del carburante e dell'aria.

La massima frequenza di ripetizione sembra essere pari approssimativamente a 500 impulsi al secondo, in quanto occorrono all'incirca 2 millisecondi per ricaricare il condensatore che immagazzina l'energia che provoca la scintilla. Tale velocità permette di raggiungere un fattore di 7.500 giri al minuto con un motore ad otto cilindri, un fattore di 10.000

giri al minuto con un motore a sei cilindri, per cui le caratteristiche di funzionamento risultano a maggior ragione ancora più soddisfacenti nell'eventualità che il motore sia invece del tipo a quattro cilindri.

La citata figura 5 illustra la disposizione delle connessioni, nell'eventualità che si desideri installare all'interno della vettura il commutatore mediante il quale risulta possibile passare dal funzionamento del motore con accensione del tipo convenzionale, al funzionamento con accensione mediante il dispositivo elettronico a scarica capacitiva. Il commutatore da usare a questo scopo può essere — come già si è detto — del tipo a quattro vie due posizioni, che può essere sia del tipo rotante, sia del tipo a pulsante con contatti a relé. In ogni modo, il tipo più adatto è citato nell'elenco dei componenti.

Per concludere, i lettori che lo desiderano potranno tentare questa realizzazione con tutta tranquillità nei confronti della propria autovettura, beninteso a patto che siano in grado di manomettere l'impianto di accensione, e che siano in grado di riconoscere i vari collegamenti facenti capo alla batteria, all'impianto generale ed alla bobina di accensione, senza provocare corto circuiti. In quelle autovetture che — essendo di tipo moderno — sono munite di contagiri di tipo elettronico, l'applicazione non comporta alcuna difficoltà in quanto si ha sempre un impulso in corrispondenza di ogni scintilla di accensione. In ogni modo, i contagiri elettronici installati attualmente a bordo delle autovetture sono solitamente muniti di una resistenza variabile in serie, la cui regolazione permette di effettuare la taratura in corrispondenza del massimo numero di giri consentiti dal motore.

La semplicità della realizzazione, e la assenza di difficoltà di carattere tale da comportare la necessità d'impiego di strumenti particolarmente costosi per la messa a punto, mettono chiunque in grado di effettuare questa realizzazione sia da un punto di vista sperimentale, sia da quello dell'installazione permanente sulla vettura di normale impiego.

## ELENCO DEI COMPONENTI

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.
<b>Resistori</b>		
R1	39 $\Omega$ - 2 W	DR/0260-71
R2	220 $\Omega$ - 5 W	DR/0551-07
R3	40 $\Omega$ - 2 W	DR/0260-71
R4	220 $\Omega$ - 5 W	DR/0551-07
R5	100 $\Omega$ - 0,5 W	DR/0220-91
R6	470 k $\Omega$ - 0,5 W	DR/0222-67
R7	3,9 k $\Omega$ - 0,5 W	DR/0221-67
R8	47 $\Omega$ - 5 W	DR/0550-75
<b>Condensatori</b>		
C1	10.000 pF - 600 V	BB/2660-00
C2	1 $\mu$ F - 600 V	BB/1822-50
C3	0,22 $\mu$ F - 600 V	BB/1822-10
C4	Cond. dello spinterogeno già presente in ogni autovettura	
<b>Varie</b>		
TR	Thyristore da 400 V, 6 Ampère (ad esempio, del tipo 40A4)	
D5	Diode al silicio da 1 A, 50 V tens. inv. di picco (ad esempio, del tipo 1N4364 o 1N4001)	
RETT.	750 mA, 130 V (può essere costituito da 4 diodi del tipo 1N2071, 1N4385 o equivalenti)	
T	Trasformatore da realizzare con primario 3,15 + 3,15 V, 6 A (40 VA circa), e secondario 130 V	
F	Fusibile da 6,3 A a fusione ritardata	GI/1862-00
Tr2 } Tr1 }	Qualsiasi tipo di transistor di potenza al germanio (p-n-p) adatto a funzionare con tensione di collettore di 45 volt, e con corrente di collettore di 7 A (ad esempio, del tipo 3027 o similare)	
	1 - Commutatore a due posizioni, 4 vie	GL/4310-00
	1 - Portafusibile	GI/0352-00
	2 - Basette di derivazione a 4 morsetti	GB/2560-00
	1 - Scatoletta metallica	

# COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

Realizzazione del decodificatore

TELEVISIONE  
A COLORI

V Parte

In precedenza abbiamo illustrato sommariamente i criteri di progetto della sezione cromaticità del nostro ricevitore. Qui di seguito descriveremo le parti più salienti di questo circuito.

## 3.1 - L'amplificatore di cromaticità

**I**l segnale di cromaticità proveniente dal rivelatore comune dei segnali di luminanza e cromaticità viene portato per mezzo della trappola audio  $L_1$ ,  $C_1$  sulla base del transistor  $TR_1$ .

L'impedenza di collettore di  $TR_1$  ( $R_{12}/R_{13}$ ) è circa  $2\text{ k}\Omega$  e di conseguenza la banda passante sarà circa  $1\text{ MHz}$ . Per la soppressione della portante audio ( $5,5\text{ MHz}$ ) vengono usate due trappole ( $L_1$  e  $L_3$ ).

Siccome l'impedenza d'ingresso di un  $TR_1$  al limite inferiore delle sue caratteristiche è pressappoco uguale all'impedenza di collettore di  $TR_1$ , se  $TR_1$  dovesse pilotare direttamente  $TR_3$  le variazioni di guadagno di  $TR_3$  verrebbero annullate dalle variazioni dell'impedenza di carico di  $TR_1$ .

Questo è il motivo per cui è stato inserito tra  $TR_1$  e  $TR_3$  il transistor  $TR_2$ . L'impedenza d'uscita di quest'ultimo è

tanto bassa che le variazioni dell'impedenza d'ingresso di  $TR_3$  hanno trascurabile effetto su di essa.

Il transistor  $TR_3$  rappresenta una sorgente di corrente costante che serve per pilotare la linea di ritardo  $DL_1$ .

La componente  $F_{(R-Y)}$  del segnale di cromaticità presente ad una delle due uscite della matrice della linea di ritardo viene applicata al trasformatore  $L_7$  che provvede a fornire **contemporaneamente** la componente  $F_{(R-Y)}$  con segno positivo  $+F_{(R-Y)}$  e con segno negativo  $-F_{(R-Y)}$ . È della massima importanza che la capacità distribuita del trasformatore sia molto bassa in maniera da non poter variare il tempo di ritardo ( $\tau$ ) della linea. L'induttanza di  $L_7$  è inoltre scelta in maniera da neutralizzare quasi del tutto sia la capacità di cablaggio che la capacità d'ingresso di  $TR_5$ .

Mediante il commutatore formato dai due diodi  $D_3$  e  $D_4$  e azionato da onde quadre con frequenza metà della frequenza

di riga è possibile applicare al successivo stadio amplificatore TR<sub>5</sub> **per tutte le righe** la componente F<sub>(R-Y)</sub> con segno positivo, e cioè + F<sub>(R-Y)</sub>.

E' della massima importanza che nessuna radiazione proveniente dal rigeneratore della sottoportante possa raggiungere l'ingresso e i circuiti di cromaticità **prima** del commutatore-invertitore di fase. Ciò potrebbe infatti produrre in righe successive **ribaltamenti** alternativamente positivi e negativi della componente F<sub>(R-Y)</sub> del segnale di cromaticità.

La componente + F<sub>(R-Y)</sub> viene successivamente amplificata di nuovo e poi demodulata.

Viene qui inserito il resistore variabile R<sub>42a</sub> che serve a « togliere » i fattori di riduzione applicati ai segnali differenza di colore in sede di trasmissione.

La componente F<sub>(B-Y)</sub> del segnale di cromaticità presente alla seconda uscita della matrice della linea di ritardo viene applicata all'amplificatore TR<sub>6</sub> attraverso lo emitter follower TR<sub>4</sub> per il fatto che l'aggiunta all'impedenza di terminazione della linea di ritardo di una componente reattiva potrebbe produrre degli inconvenienti.

## 3.2 - Separazione del burst e controllo automatico del colore (C.A.C.)

### 3.2.1 - Separazione del burst

Per separare il burst dal segnale di cromaticità completo vengono applicati alla base dell'amplificatore del burst TR<sub>7</sub> sia un impulso-chiave (gating pulse) sia il segnale di cromaticità ricavato dall'emittitore di TR<sub>3</sub> (sezione 2.3). A questo impulso-chiave viene data la esatta forma richiesta mediante il diodo D<sub>9</sub> e la combinazione RC, C<sub>12</sub>/R<sub>48</sub>.

La combinazione RC, R<sub>7</sub>/C<sub>35</sub> è stata inserita per ottenere la tensione di polarizzazione per TR<sub>7</sub>.

La tensione di uscita dell'amplificatore del burst viene applicata al rivelatore di fase (D<sub>10</sub>, D<sub>11</sub>) ed al rivelatore del C.A.C. D<sub>2</sub>.

### 3.2.2 - Controllo automatico del colore (C.A.C.)

Il circuito del controllo automatico del colore (C.A.C.) assicura un segnale di cromaticità con ampiezza costante. Il punto di riferimento di questo circuito è la **ampiezza** del segnale di burst. La tensione C.A.C. che aumenta in senso negativo viene derivata dal collettore di TR<sub>7</sub> attraverso il diodo D<sub>2</sub>, e successivamente applicata alla base del transistor TR<sub>1</sub> attraverso i resistori R<sub>2</sub>+R<sub>3</sub>. Questa tensione C.A.C. tende a ridurre la corrente circolante nel transistor TR<sub>1</sub>. Conseguenza: il potenziale sull'emittitore di TR<sub>1</sub> diminuirà e farà entrare in conduzione il diodo D<sub>1</sub>. **In questa maniera, questo diodo polarizzato in senso diretto formerà insieme al condensatore C<sub>2</sub> di bassa capacità un partitore di tensione.**

Il rivelatore del C.A.C. (R<sub>8</sub> e R<sub>9</sub>+R<sub>10</sub>) al posto di essere ritornato alla linea di alimentazione di -15 V è stato ritornato sull'emittitore di TR<sub>1</sub> per impedire una reazione negativa in c.c. di emittitore causata da R<sub>7</sub>. In questa maniera è possibile ottenere una curva di regolazione abbastanza piatta. Il potenziometro della tensione di soglia del C.A.C. (R<sub>9</sub>) regola l'ampiezza del segnale di cromaticità all'uscita del rispettivo amplificatore.

### 3.4 - Circuito di identificazione

Il segnale di identificazione disponibile all'uscita del rivelatore della fase del burst (punto di collegamento tra R<sub>56</sub> e R<sub>57</sub>) ha la forma di un'onda quadra con frequenza metà di quella di riga. Questo segnale viene amplificato da TR<sub>13</sub>. Successivamente questo segnale viene applicato ad un circuito accordato a metà frequenza di riga formato da L<sub>17</sub> e C<sub>58</sub> (Q = 15).

Questo circuito accordato produce un ottimo filtraggio delle componenti di rumore indesiderate ed assicura un buon funzionamento dei circuiti di identificazione e di soppressione del colore (color killing) anche nel caso di un segnale di cromaticità molto disturbato. La tensione sinusoidale presente ai capi del circuito

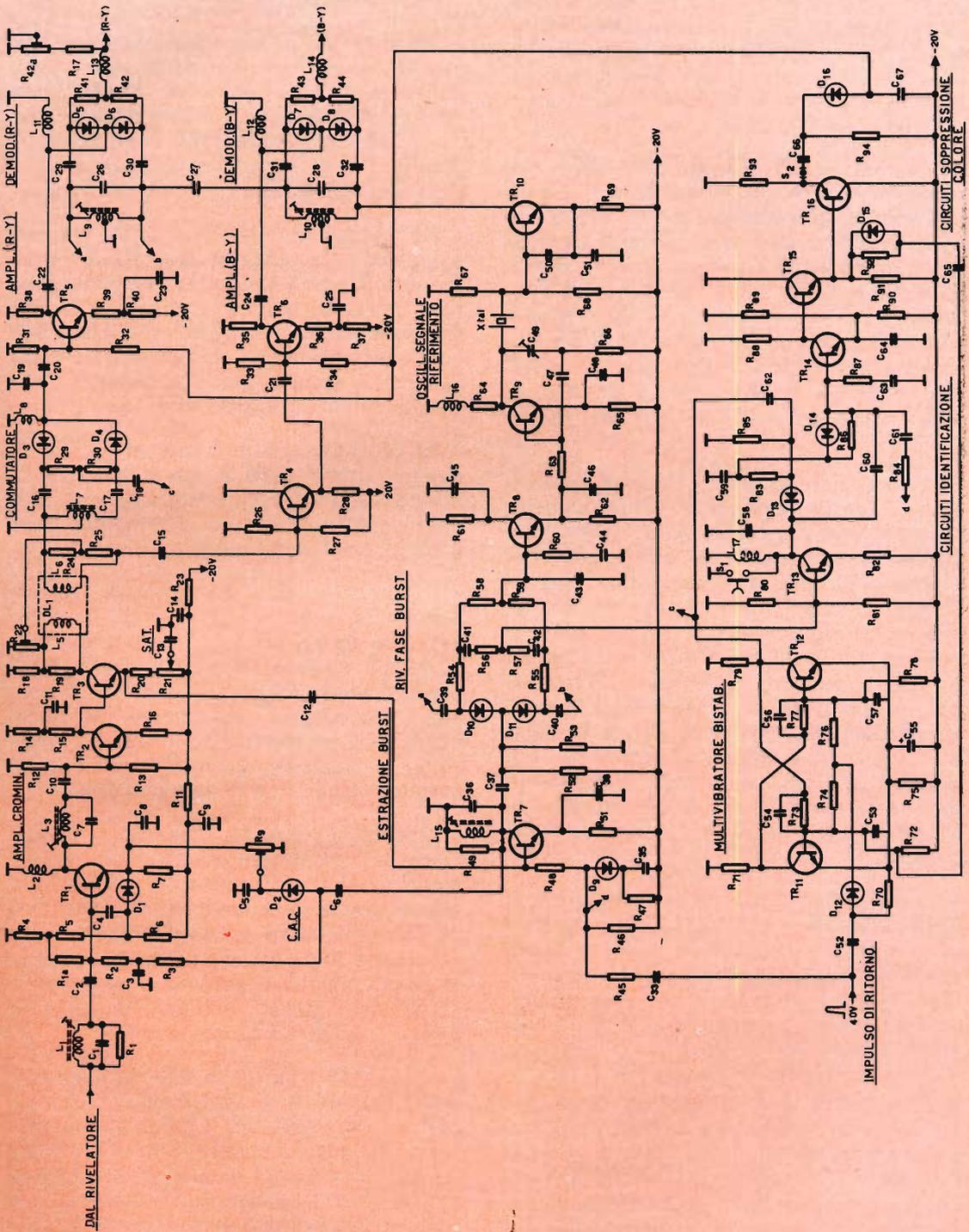


Fig. 1 - Schema elettrico del decoder a transistori.

accordato non viene applicata direttamente al circuito che pilota il commutatore, e cioè al multivibratore bistabile  $TR_{11}$ ,  $TR_{12}$ . Essa viene invece usata per formare un **nuovo segnale di identificazione** avente basso rumore ed accurata cadenza. Ciò si ottiene effettuando una successiva selezione degli impulsi di ritorno della base dei tempi di riga.

Il segnale viene trattato nella seguente maniera: la tensione sinusoidale presenta ai capi del circuito accordato viene applicata attraverso un altro condensatore ( $C_{60}$ ) alla base del transistor  $TR_{14}$ . Essa, in questo punto del circuito risulta spostata di fase in maniera che l'impulso di ritorno di riga appare sul picco dell'onda sinusoidale stessa. Attraverso un altro condensatore ( $C_{61}$ ), vengono applicati a questo segnale anche impulsi di ritorno positivi.

Gli impulsi di ritorno che si trovano sulla « vetta » positiva dell'onda sinusoidale possono portare in conduzione il diodo emettitore-base di  $TR_{14}$  e di conseguenza sul collettore di quest'ultimo compariranno impulsi negativi con metà frequenza di riga. In fig. 2 è indicato uno schema a blocchi sul quale sono riportati gli oscillogrammi caratteristici presenti nei vari punti del circuito. Questi impulsi vengono applicati al multivibratore bistabile tramite l'emitter follower  $TR_{15}$  e il diodo  $D_{15}$  e di conseguenza **la fase** dell'onda quadra generata dal multivibratore sarà determinata dagli impulsi di identificazione.

Come già spiegato nella sezione 2.5, è preferibile che, se la fase dell'onda quadra risulta corretta, gli impulsi di identificazione vengano eliminati. Per ottenere ciò si collega al circuito accordato anche un rivelatore di coincidenza il quale essenzialmente non è altro che un circuito « clamp ». Questo rivelatore confronta la fase dell'onda quadra ottenuta dal multivibratore bistabile con la fase dell'onda sinusoidale. Il funzionamento di questo circuito è il seguente: se ai capi del circuito accordato non è presente nessuna tensione sinusoidale (ricezione del bianco e nero) la tensione a onda quadra è tagliata via a potenziale zero.

La tensione d'uscita c.c. risultante, presenta alla giunzione di  $R_{83}$  e  $C_{59}$  ha un valore positivo rispetto alla linea di alimentazione a  $-20$  V.

Il valore della tensione continua così ottenuta è determinato dal valore medio dell'onda quadra applicata. Questa tensione rappresenta per  $TR_{14}$  una polarizzazione per cui risulteranno amplificati gli impulsi di ritorno anch'essi applicati alla base del transistor.

Nel caso in cui sia presente la tensione sinusoidale la tensione d'uscita del multivibratore verrà tagliata a seconda della fase dell'onda quadra applicata o in corrispondenza del passaggio per lo zero dell'onda sinusoidale — e cioè a potenziale di terra — oppure in corrispondenza della cresta dell'onda sinusoidale.

La tensione continua che si genera in questo ultimo caso è meno positiva rispetto alla linea di alimentazione a  $-20$  V della tensione continua dipendente dalla ampiezza dell'onda quadra.

Il potenziale sull'emettitore di  $TR_{14}$  assicura che il transistor venga bloccato nel caso in cui la tensione continua prodotta sia minima rispetto a quella della linea di alimentazione a  $-20$  V. Di conseguenza nessun impulso di identificazione apparirà al collettore. Questa situazione corrisponde al caso in cui il commutatore lavori con la fase corretta.

Quando invece la fase di commutazione del commutatore è sbagliata, la tensione d'uscita del rivelatore diventa più positiva, supera la tensione di emettitore di  $TR_{14}$ , facendolo entrare in conduzione e facendo apparire sul collettore di quest'ultimo impulsi negativi a metà frequenza di riga. Questi impulsi riportano in passo il multivibratore bistabile.

Il segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza deve essere almeno  $20$  mV<sub>pp</sub> per essere sicuri che il circuito di identificazione lavori a dovere. Se i disturbi sono forti, si richiede un segnale d'ingresso più forte. Il diodo  $D_{14}$  taglia il segnale di base di  $TR_{14}$  ad un livello determinato dal rivelatore di coincidenza. Ciò assicura che gli impulsi di ritorno sulla cresta del se-

gnale sinusoidale siano sempre al livello d'uscita c.c. del rivelatore e di conseguenza migliorino la stabilità del circuito.

### 3.5 - Soppressione del colore

Il funzionamento del circuito che blocca il canale del colore è combinato con quello del circuito di identificazione.

Come già detto al paragrafo 3.4 sul collettore di TR<sub>14</sub> saranno presenti impulsi diretti in senso negativo nel caso in cui:

- si riceve una trasmissione in bianco e nero;
- il segnale d'antenna sia debole;

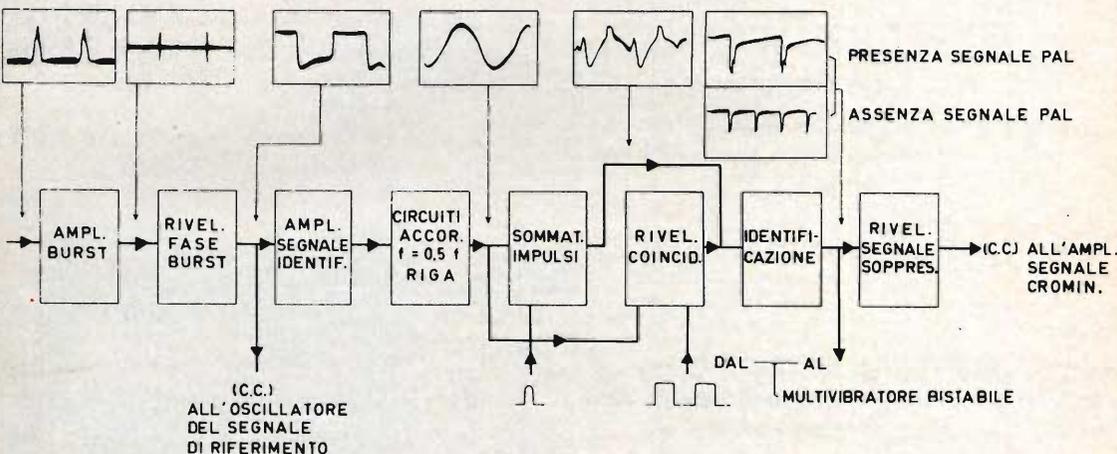


Fig. 2 - Oscillogrammi presenti sui circuiti di identificazione e soppressione del colore.

— il circuito che pilota il commutatore alternativo di riga venga riportato in passo.

Questi impulsi negativi vengono portati alla base del TR<sub>16</sub> tramite TR<sub>15</sub>.

Gli impulsi vengono raddrizzati da D<sub>16</sub> e la tensione negativa risultante con valore di  $-3,5$  V rispetto ai  $-20$  V della alimentazione, blocca i transistori TR<sub>5</sub> e TR<sub>6</sub>.

Per bloccare i transistori TR<sub>5</sub> e TR<sub>6</sub> le tensioni di base debbono essere rese negative rispetto alla tensione di alimentazione di  $-20$  V. Ciò richiede dall'emitter

follower una corrente relativamente elevata. Ma durante gli impulsi negativi il valore della corrente dell'emitter follower (npn) viene ridotta e ciò controbilancia la precedente richiesta. L'inserimento di TR<sub>16</sub> di tipo pnp risolve appunto questo problema.

### 4 - MESSA A PUNTO DEL CODER

Dovranno essere fatte le seguenti messe a punto:

1. Controllo dell'ampiezza e della fase del segnale di riferimento applicato ai demodulatori sincroni.

2. Controllo della frequenza della portante del colore.
3. Controllo della matrice della linea di ritardo.
4. Controllo del rapporto tra i segnali differenza di colore (R-Y) e (B-Y).
5. Taratura delle trappole audio nell'amplificatore di crominanza.

La procedura suggerita è la seguente:

1. Applicare una tensione con frequenza della portante del colore e con ampiezza di circa  $50$  mV<sub>pp</sub> all'ingresso dell'amplificatore di crominanza.

- Collegare un oscilloscopio al condensatore di accoppiamento di 33 pF del demodulatore (R-Y) e accordare i circuiti dei demodulatori  $L_9$  e  $L_{10}$  per il massimo segnale su questo punto.

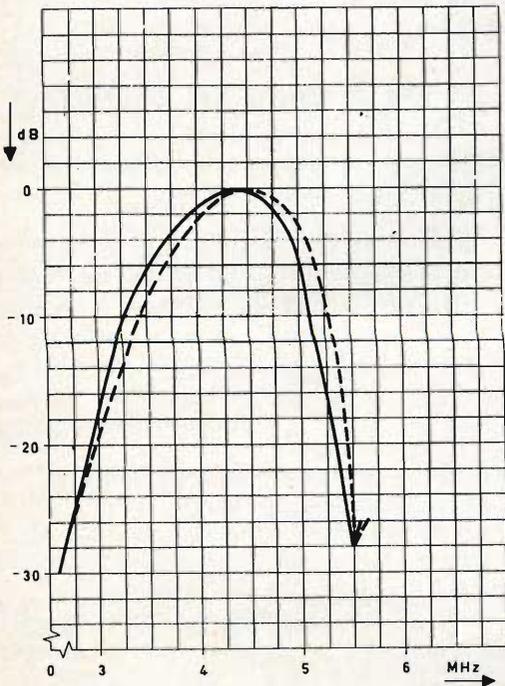


Fig. 3 - Curva della banda passante dell'amplificatore di crominanza misurata tra l'ingresso ed il punto 5.

- Chiudere completamente il trimmer  $C_{49}$  e osservare l'uscita del demodulatore (R-Y) e regolare mediante  $R_{22}$  la tensione di uscita per il minimo.
- Collegare un oscilloscopio all'uscita del demodulatore (B-Y), cortocircuitare il circuito accordato che si trova nel collettore di  $TR_7$ , togliere  $S_2$  e aprire il trimmer  $C_{49}$  fino a quando la differenza di frequenza tra l'oscillatore ed il segnale della portante del colore applicato diventi zero.
- Togliere il cortocircuito nel collettore di  $TR_7$  e togliere il segnale della portante del colore dall'ingresso.
- Applicare all'ingresso un segnale di crominanza a barre colorate avente un'ampiezza di circa  $1 V_{pp}$ .

- Regolare mediante  $R_9$  al valore di  $1 V_{pp}$  la tensione sull'emettitore di  $TR_3$ .
- Osservare mediante un oscilloscopio la tensione di uscita del demodulatore (R-Y) e cortocircuitare il potenziometro  $R_{22}$ .
- Accordare  $L_{15}$  per linee uguali durante righe successive.
- Regolare a  $1,5 V_{pp}$  mediante  $R_9$  la tensione sull'emettitore di  $TR_3$ .
- Regolare al giusto valore mediante  $R_{42a}$  il rapporto tra il segnale differenza di colore (R-Y) ed il segnale differenza di colore (B-Y).
- Togliere dall'ingresso il segnale di crominanza a barre colorate ed applicarvi il segnale a 5,5 MHz.
- Collegare un oscilloscopio alla base di  $TR_3$  ed accordare le trappole  $L_1$  e  $L_3$  per il minimo valore di tensione su questo punto.

Un altro sistema di taratura potrebbe essere il seguente:

- All'ingresso viene applicato un segnale di crominanza a barre colorate con un'ampiezza di  $50 mV_{pp}$ .
- Il circuito accordato  $L_{15}$ ,  $C_{36}$  nell'amplificatore « gated » del burst viene posto in cortocircuito ed il soppressore del colore (colore killer) viene messo fuori funzionamento mediante  $S_2$ . Controllare la frequenza esatta dell'oscillatore mediante  $C_{49}$ .
- Accordare i circuiti demodulatori ( $L_9$ ,  $L_{10}$ ) per il massimo segnale di riferimento sul punto di collegamento del condensatore  $C_{27}$  ed il demodulatore (R-Y).
- Togliere il cortocircuito nello stadio gated del burst e cortocircuitare il potenziometro della matrice  $R_{22}$  osservando nello stesso tempo il se-

# TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

**MILANO**

VIA MOSCOVA, 40/7

TEL. 667.326 - 650.884



**ROMA**

VIA F. REDI, 3

TELEFONO 84.44.073

## NUOVO OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 0336



### CARATTERISTICHE

#### AMPLIFICATORE VERTICALE

**Banda passante:** dalla cc a 7 MHz (3 dB).

**Sensibilità:** 20 mVpp/cm fino 1 MHz.

50 mVpp/cm fino 7 MHz.

**Tempo di salita:** circa 50 n Sec.

**Divisore d'ingresso:** da 20 mV a 20 V/cm.

**Calibratore y:** calibratore DC.

**Resistenza d'ingr.:** 1 MOhm costante.

#### AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

**Banda passante:** da 10 Hz a 500 kHz.

**Sensibilità:** 100 mVpp/cm.

**Espansione:** equival. 5 diametri.

**Asse tempi:** da 10 m Sec a 1  $\mu$  Sec/cm.

**Sincronismo:** interno  $\pm$ , esterno, rete.

**Asse Z:** soppress — 20 Vp.

**Tubo impiegato:** tipo 5UP1F (5 pollici)  
schermo piatto, alta luminosità.

**Valvole e diodi:** complessivamente n. 17.

**Dimensioni:** 19 x 28 x 39 cm.

#### Accessori a richiesta:

Probe divisore PD 366.

Probe rivelatore PR 366.

**PREZZO DI LISTINO TES L. 125.000 - Sconto ai rivenditori**

**Garanzia 12 mesi compreso tubo e valvole**

- gnale (R-Y) all'uscita del demodulatore. Controllare  $L_{15}$  per segnali disuguali durante righe successive.
5. Togliere il cortocircuito di  $R_{22}$ . Regolare  $R_{22}$  per segnali uguali durante righe successive.

8. Eseguire i punti 1, 12 e 13 del precedente sistema di messa a punto.

## 5. - RISULTATI DELLE MISURE

- a. La fig. 3 dà le curve della banda passante dell'amplificatore di crominanza

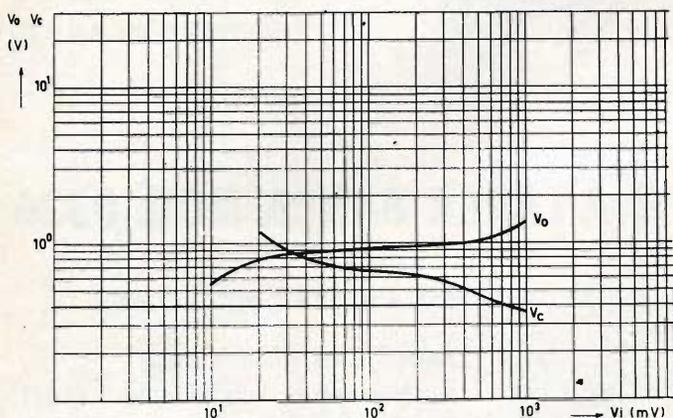


Fig. 4 - Tensione di uscita  $V_o$  del transistor che pilota la linea di ritardo e la tensione di controllo  $V_c$  in funzione della tensione d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.

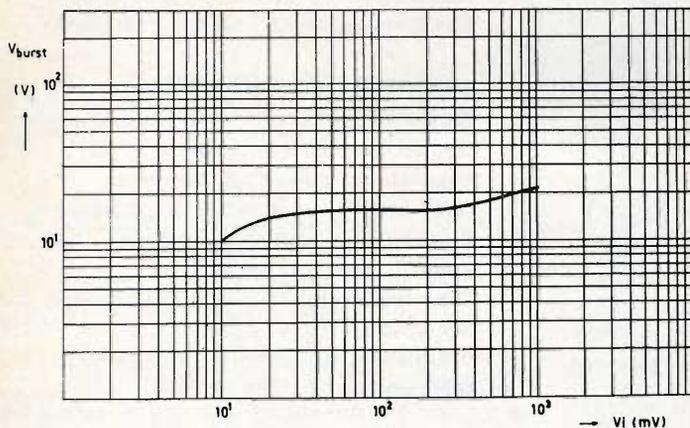


Fig. 5 - Tensione di uscita dell'amplificatore del burst  $V_{burst}$  (punto 11) in funzione del segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.

6. Cortocircuitare di nuovo  $R_{22}$  e regolare  $L_{15}$  per segnali uguali su righe adiacenti.
7. Togliere il cortocircuito di  $R_{22}$ . Regolare  $R_9$  per un  $1,5 V_{pp}$  di segnale di crominanza sull'emettitore di  $TR_3$  con un segnale d'ingresso di circa  $1 V_{pp}$ .

misurate tra l'ingresso ed il punto 5, in condizioni di massimo guadagno e con un guadagno ridotto di 14 dB (curva tratteggiata). L'intrappolamento del suono è 28 dB.

- b. In fig. 4 sono riportate la tensione di uscita  $V_o$  del transistor che pilota la linea di ritardo e la tensione di con-

trollo  $V_c$  in funzione della tensione di ingresso dell'amplificatore di crominanza.

c. In fig. 5 è riprodotta la tensione di uscita dell'amplificatore del burst  $V_{burst}$  (punto 11) in funzione del segnale di ingresso dell'amplificatore di crominanza.

d. Guadagni tipici dei transistori:

TR <sub>1</sub> dalla base al collettore	40	x
TR <sub>2</sub> dalla base al collettore	3,75	x
TR <sub>3</sub> dalla base al collettore	1	x
TR <sub>5</sub> dalla base al collettore	15	x
TR <sub>6</sub> dalla base al collettore	15	x

## COMPONENTI

### Bobine

Tutte le bobine sono avvolte «in senso orario»

L<sub>1</sub> = 5.6  $\mu$ H Q<sub>0</sub> = 160 alla f<sub>0</sub> = 5.5 MHz 25 spire di filo a trefolo 36 x 0.03 nucleo di ferroxcube K5 120 02 (4D); supporto AP 3016/02

L<sub>2</sub> = 20  $\mu$ H bobina in aria

L<sub>3</sub> = 6.6  $\mu$ H Q<sub>0</sub> = 136 alla f<sub>0</sub> = 5.5 MHz - 30 spire di filo a trefolo 36 x 0.03 nucleo di ferroxcube K5 120 02 (4D); supporto AP 3016/02

L<sub>7</sub> = 2 x 51 spire di filo rame smaltato ricoperto seta 0.15 mm  $\varnothing$

L<sub>8</sub> = 5  $\mu$ H bobina in aria

L<sub>9</sub> = L<sub>10</sub> = 2 x 20 spire di filo rame smaltato 0.15 mm  $\varnothing$

L<sub>11</sub> = 200  $\mu$ H bobina in aria

L<sub>12</sub> = 200  $\mu$ H bobina in aria

L<sub>13</sub> = 350  $\mu$ H bobina in aria

L<sub>14</sub> = 350  $\mu$ H bobina in aria

L<sub>15</sub> = 3.85  $\mu$ H Q<sub>0</sub> = 60 alla 4.43 MHz - 20 spire di filo rame smaltato ricoperto di seta 0.15 mm  $\varnothing$  nucleo in ferroxcube K5 120 02 (4D) supporto AP 3016/02

L<sub>16</sub> = 1 mH bobina in aria

L<sub>17</sub> = 50 mH bobina in aria

### Transistori

TR <sub>1</sub>	BF195	TR <sub>9</sub>	BC107
TR <sub>2</sub>	BF194	TR <sub>10</sub>	BC107
TR <sub>3</sub>	BF194	TR <sub>11</sub>	BC108
TR <sub>4</sub>	BF194	TR <sub>12</sub>	BC108
TR <sub>5</sub>	BF194	TR <sub>13</sub>	BC107
TR <sub>6</sub>	BF194	TR <sub>14</sub>	BC108
TR <sub>7</sub>	BC107	TR <sub>15</sub>	BC108
TR <sub>8</sub>	BC108	TR <sub>16</sub>	AC132

### Diodi

D <sub>1</sub>	BA100	D <sub>9</sub>	OA85
D <sub>2</sub>	AA119	D <sub>10</sub>	BAY38
D <sub>3</sub>	2 x AA119	D <sub>11</sub>	BAY38
D <sub>4</sub>		D <sub>12</sub>	OA85
D <sub>5</sub>	2 x AA119	D <sub>13</sub>	BA148
D <sub>6</sub>		D <sub>14</sub>	BA148
D <sub>7</sub>	2 x AA119	D <sub>15</sub>	BA148
D <sub>8</sub>		D <sub>16</sub>	BA148

### Resistori

(350 V a carbone  $\pm 5\%$ , 1/4 W, salvo diversamente indicato)

R <sub>1</sub>	2.2 k $\Omega$	R <sub>21</sub>	300 $\Omega$
R <sub>1a</sub>	33 k $\Omega$	potenziometro lineare $\pm 20\%$ 0.25 W	
R <sub>2</sub>	12 k $\Omega$	R <sub>22</sub>	220 $\Omega$
R <sub>3</sub>	10 k $\Omega$	potenziometro trimmer $\pm 20\%$ 0.15 W	
R <sub>4</sub>	15 k $\Omega$	R <sub>23</sub>	180 $\Omega$
R <sub>5</sub>	3.3 k $\Omega$	R <sub>24</sub>	75 $\Omega$
R <sub>6</sub>	2.7 k $\Omega$	2 x 150 $\Omega$ in parallelo	
R <sub>7</sub>	1.2 k $\Omega$	R <sub>25</sub>	75 $\Omega$
R <sub>8</sub>	10 k $\Omega$	2 x 150 $\Omega$ in parallelo	
potenziometro trimmer $\pm 20\%$ 0.15 W		R <sub>26</sub>	47 k $\Omega$
R <sub>11</sub>	100 $\Omega$	R <sub>27</sub>	47 k $\Omega$
R <sub>12</sub>	22 k $\Omega$	R <sub>28</sub>	3.3 k $\Omega$
R <sub>13</sub>	2.7 k $\Omega$	R <sub>29</sub>	5.6 k $\Omega$
R <sub>14</sub>	560 $\Omega$	R <sub>30</sub>	5.6 k $\Omega$
R <sub>15</sub>	470 $\Omega$	R <sub>31</sub>	47 k $\Omega$
R <sub>16</sub>	120 $\Omega$	R <sub>32</sub>	3.3 k $\Omega$
R <sub>17</sub>	6.8 k $\Omega$	R <sub>33</sub>	47 k $\Omega$
R <sub>18</sub>	18 $\Omega$	R <sub>34</sub>	3.3 k $\Omega$
R <sub>19</sub>	150 $\Omega$	R <sub>35</sub>	1.8 k $\Omega$
R <sub>20</sub>	56 $\Omega$	R <sub>36</sub>	68 $\Omega$

### Resistori

R <sub>37</sub>	330 Ω	R <sub>66</sub>	33 Ω
R <sub>38</sub>	1.8 kΩ	R <sub>67</sub>	18 kΩ
R <sub>39</sub>	68 Ω	R <sub>68</sub>	18 kΩ
R <sub>40</sub>	330 Ω	R <sub>69</sub>	560 Ω
R <sub>41</sub>	5.6 kΩ	R <sub>70</sub>	39 kΩ
R <sub>42</sub>	5.6 kΩ	R <sub>71</sub>	1.5 kΩ
R <sub>42a</sub>	47 kΩ	R <sub>72</sub>	22 kΩ
potenziometro trimmer ± 20% 0.25 W		R <sub>73</sub>	27 kΩ
R <sub>43</sub>	5.6 kΩ	R <sub>74</sub>	12 kΩ
R <sub>44</sub>	5.6 kΩ	R <sub>75</sub>	270 Ω
R <sub>45</sub>	18 kΩ	R <sub>76</sub>	12 kΩ
R <sub>46</sub>	3.3 kΩ	R <sub>77</sub>	27 kΩ
R <sub>47</sub>	47 kΩ	R <sub>78</sub>	22 kΩ
R <sub>48</sub>	3.3 kΩ	R <sub>79</sub>	1.5 kΩ
R <sub>49</sub>	2.2 kΩ	R <sub>80</sub>	390 kΩ
R <sub>51</sub>	1 kΩ	R <sub>81</sub>	100 kΩ
R <sub>52</sub>	6.8 kΩ	R <sub>82</sub>	2.2 kΩ
R <sub>53</sub>	68 kΩ	R <sub>83</sub>	180 kΩ
R <sub>54</sub>	10 kΩ	R <sub>84</sub>	68 kΩ
R <sub>55</sub>	10 kΩ	R <sub>85</sub>	470 kΩ
R <sub>56</sub>	100 kΩ	R <sub>86</sub>	820 kΩ
R <sub>57</sub>	100 kΩ	R <sub>87</sub>	47 kΩ
R <sub>58</sub>	470 kΩ	R <sub>88</sub>	47 kΩ
R <sub>59</sub>	470 kΩ	R <sub>89</sub>	10 kΩ
R <sub>60</sub>	47 kΩ	R <sub>90</sub>	10 kΩ
R <sub>61</sub>	18 kΩ	R <sub>91</sub>	2.2 kΩ
R <sub>62</sub>	10 kΩ	R <sub>92</sub>	180 kΩ
R <sub>63</sub>	1 kΩ	R <sub>93</sub>	1 kΩ
R <sub>64</sub>	4.7 kΩ	R <sub>94</sub>	1.8 kΩ
R <sub>65</sub>	470 Ω		

### Condensatori

C <sub>14</sub>	470 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>15</sub>	10 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>16</sub>	470 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>17</sub>	470 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>18</sub>	10 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>19</sub>	220 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>20</sub>	1 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>21</sub>	1 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>22</sub>	10 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>23</sub>	100 nF	250 V; -20%	poliestere
C <sub>24</sub>	10 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>25</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>26</sub>	180 pF	500 V; ± 5%	mica
C <sub>27</sub>	33 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>28</sub>	180 pF	500 V; ± 5%	mica
C <sub>29</sub>	27 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>30</sub>	27 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>31</sub>	27 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>32</sub>	27 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>33</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>35</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>36</sub>	330 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>37</sub>	820 pF	500 V; -20/+50%	ceramico
C <sub>38</sub>	1 μF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>39</sub>	1 nF	500 V; -20/+50%	ceramico
C <sub>40</sub>	1 nF	500 V; -20/+50%	ceramico
C <sub>41</sub>	1 nF	500 V; -20/+50%	ceramico
C <sub>42</sub>	1 nF	500 V; -20/+50%	ceramico
C <sub>43</sub>	5.6 nF	63 V; ± 10%	polistirene
C <sub>44</sub>	150 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>45</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>46</sub>	5.6 nF	63 V; ± 10%	polistirene
C <sub>47</sub>	10 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>48</sub>	1 μF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>49</sub>	25 pF	500 V; ± 20%	trimmer in aria
C <sub>50</sub>	2.2 nF	63 V; ± 10%	polistirene
C <sub>51</sub>	56 pF	500 V; ± 5%	ceramico
C <sub>52</sub>	120 pF	500 V; ± 5%	ceramico
C <sub>53</sub>	470 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>54</sub>	220 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>55</sub>	10 μF	25 V; -10/+50%	elettrolitico
C <sub>56</sub>	220 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>57</sub>	470 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>58</sub>	8.2 nF	63 V; ± 5%	polistirene
C <sub>59</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>60</sub>	220 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>61</sub>	680 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>62</sub>	10 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>63</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>64</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>65</sub>	270 pF	500 V; ± 20%	ceramico
C <sub>66</sub>	470 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>67</sub>	1 μF	250 V; ± 20%	poliestere

### Condensatori

C <sub>1</sub>	150 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>2</sub>	33 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>3</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>4</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>5</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>6</sub>	10 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>7</sub>	120 pF	40 V; ± 2%	ceramico
C <sub>8</sub>	470 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>9</sub>	330 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>10</sub>	1 nF	40 V; -20/+100%	ceramico
C <sub>11</sub>	100 nF	250 V; ± 20%	poliestere
C <sub>12</sub>	270 pF	40 V; ± 10%	ceramico
C <sub>13</sub>	470 nF	250 V; ± 20%	poliestere

# ADATTAMENTO DI UN RELÉ AD UNA TENSIONE DIVERSA DA QUELLA ORIGINALE

IL  
RIPARATORE

di L. Biancoli

Molti dei nostri lettori devono sovente affrontare difficoltà di una certa importanza, quando per una particolare realizzazione devono ricorrere all'impiego di un relé. Per quanto grande sia la varietà dei modelli in commercio, spesso non si riesce a trovare il tipo che presenta le caratteristiche di eccitazione effettivamente necessarie.

Per aiutare dunque i nostri amici lettori a risolvere problemi di questo genere, suggeriamo qui due metodi abbastanza semplici per ottenere il risultato voluto, con assoluta certezza di successo.

**T**utti sappiamo che un relé elettrodinamico non è altro che un elettromagnete, costituito da un avvolgimento e da un nucleo. Non appena l'avvolgimento viene percorso da una corrente avente una determinata intensità, il nucleo si magnetizza, ed esercita pertanto una forza di attrazione su di un'ancora in materiale ferromagnetico, impernata da un lato, e libera di muoversi dall'altro.

Naturalmente, è necessario che — una volta cessato il passaggio della corrente di eccitazione — l'ancora mobile abbia la possibilità di riassumere la posizione originale: ciò avviene solitamente ad opera di una molla di richiamo, che riporta l'ancora mobile alla posizione di riposo al termine dell'eccitazione.

La parte mobile — a sua volta — provvede ad effettuare una o più commutazioni, mediante una trasmissione meccanica isolata dal circuito di eccitazione.

Da questa breve premessa appare subito evidente quella che è la caratteristica principale di un relé: la **potenza di eccitazione**. Questa grandezza, che ha un valore che va rispettato entro limiti di tolleranza abbastanza rigorosi, è data dal prodotto tra la tensione applicata ai capi dell'avvolgimento di eccitazione, e la corrente che in esso scorre: la prima è solitamente espressa in volt, mentre la seconda è espressa in ampère. Di conseguenza, la potenza di eccitazione non può essere espressa che in watt: abbiamo quindi che — detta P la potenza di eccitazione —

$$P = \text{Tens. di eccit.} \times \text{Corr. di eccit.} = V \times I$$

Il valore di questa potenza dipende da vari fattori, tra cui il peso dell'ancora mobile, la forza della molla di ritorno, e la pressione tra i contatti comandati dal relé.

A volte, le caratteristiche di eccitazione di un relé sono espresse in funzione della suddetta potenza, ed a volte sono invece espresse in funzione della corrente o della tensione. In genere — tuttavia — appare tra le caratteristiche an-

millimetro quadrato). Nel secondo — invece — si preferisce in genere attenersi al valore di sicurezza, pari a 2 ampère per millimetro quadrato.

Qualunque sia il valore scelto, l'avvolgimento viene comunque realizzato su di un rocchetto, dimensionato in base al fattore ampère-spire, sul quale è però inutile dilungarci. Ciò che conta sapere è che tale rocchetto viene costruito con misure tali da essere riempito **completamente** dall'avvolgimento, per ovvie ragioni di economia e di spazio.

Orbene, supponiamo di disporre di un relé che presenti il numero voluto di commutazioni, e la potenza di eccitazione che interessa: supponiamo però che — nonostante ciò — il relé non si adatti alle nostre esigenze, per il semplice motivo che la tensione necessaria per eccitarlo non corrisponde a quella disponibile. In un caso del genere, se non si trova un relé avente le stesse caratteristiche funzionali, ma con la tensione di eccitazione che ci serve, non possiamo fare altro che modificare l'avvolgimento.

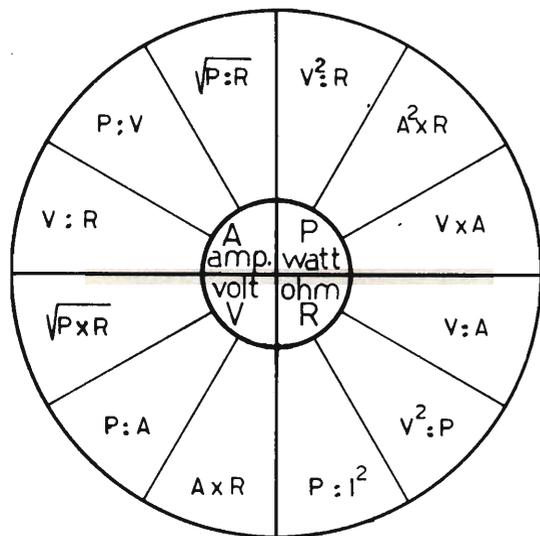


Fig. 1 - Diagramma che esprime le quattro principali grandezze elettriche, ossia la Potenza, la Resistenza, la Corrente e la Tensione, ciascuna in funzione delle altre, a causa delle relazioni che tra esse intercorrono. Con questo diagramma è sempre possibile, conoscendo due grandezze, determinare rapidamente le altre due.

che un secondo dato, assai importante agli effetti dell'impiego pratico del relé: la sua **resistenza ohmica** alla corrente continua, espressa appunto in ohm.

E' infine noto che — in fase di progettazione — l'avvolgimento di eccitazione di un relé viene calcolato in funzione dell'intensità della corrente che lo percorre, la quale è in stretta relazione con il valore della tensione e con quello della resistenza. Infatti, il diametro del conduttore usato per realizzare l'avvolgimento viene stabilito in base all'intensità della corrente, ed anche in base al fatto che l'eccitazione è prevista a volte per frazioni di secondo, ed altre per periodi prolungati. Nel primo caso, è consentito usare un valore elevato di intensità di corrente per millimetro quadrato della sezione (3 ed anche 4 ampère per

## IL METODO DEL CALCOLO

Come già abbiamo premesso, tra le caratteristiche di un relé figura quasi sempre la potenza di eccitazione: in mancanza di questo dato, viene fornito il valore dell'intensità della corrente di eccitazione, oppure quello della tensione di eccitazione, o ancora quello della resistenza alla corrente continua (quest'ultima tra l'altro può anche essere misurata direttamente con l'aiuto di un ohmetro sufficientemente preciso).

In sostanza, le grandezze in gioco sono in tutto quattro, e precisamente la **potenza**, la **tensione**, la **corrente** e la **resistenza**. Ebbene, in base ai principi fondamentali dell'elettrologia sappiamo che — note due delle suddette grandezze — è sempre possibile conoscere le altre due, mediante l'applicazione delle semplici formule riportate nel diagramma di **figura 1**. Tale figura non è altro che un cerchio diviso in quattro settori, ciascuno dei quali porta al centro uno dei quattro simboli relativi alle quattro grandezze citate.

Ciascun settore è a sua volta affacciato a tre diversi settori secondari, ognuno dei quali contiene una formula che esprime la grandezza al centro in funzione di altre due. Ad esempio, la figura 1 ci dice che la potenza (P) è data dal prodotto tra la corrente (I o A) e la tensione (V), oppure dal prodotto tra il quadrato della corrente (I<sup>2</sup>) e la resistenza (R), o ancora dal quoziente tra il quadrato della tensione (V<sup>2</sup>) e la resistenza (R).

In base alle suddette formule, è dunque sempre possibile conoscere il dato che maggiormente ci interessa agli effetti del calcolo, vale a dire l'intensità della corrente di eccitazione originale, che chiameremo I<sub>1</sub>. Una volta accertato tale valore, occorre procedere con l'aiuto di un « palmer » alla misura della sezione del conduttore usato per realizzare l'avvolgimento originale, che chiameremo D<sub>1</sub>.

Mediante la formula dell'area del cerchio ( $a = \pi r^2$ ) possiamo quindi stabilire la superficie della sezione del conduttore, che chiameremo S<sub>1</sub>. Nel nostro caso, avremo che

$$S_1 = \pi (D_1 : 2)^2$$

Il simbolo « r » rappresenta infatti il raggio del cerchio, che equivale alla metà del diametro D<sub>1</sub>.

Se ora rapportiamo il valore di intensità della corrente di eccitazione originale I<sub>1</sub> alla sezione S<sub>1</sub>, possiamo conoscere l'intensità adottata in origine della corrente per millimetro quadrato: infatti

$$A/\text{mm}^2 = I_1 : S_1$$

Se ora vogliamo adattare il relé ad un diverso valore della corrente di eccitazione, non dobbiamo fare altro che calcolare la nuova sezione del conduttore in funzione della nuova corrente, adottando il medesimo valore di ampère per millimetro quadrato. A tale scopo, dividendo l'intensità della nuova corrente espressa in ampère per la nuova sezione S<sub>2</sub>, dovremmo ottenere il medesimo fattore in A/mm<sup>2</sup>.

In altre parole,

$$I_2 : S_2 = A/\text{mm}^2$$

da cui

$$S_2 = I_2 : A/\text{mm}^2$$

Dal valore di S<sub>2</sub> potremo infine facilmente conoscere il diametro del nuovo conduttore, applicando a ritroso la formula dell'area del cerchio, infatti, detto D<sub>2</sub> il nuovo diametro, avremo che

$$D_2 = 2 \sqrt{S_2 : \pi}$$

Non ci resta quindi che disfare l'avvolgimento originale, e riempire il rocchetto completamente con un secondo avvolgimento, consistente nel massimo numero possibile di spire avvolte con un conduttore avente un diametro pari a D<sub>2</sub>.

Facciamo ora un esempio pratico: il relé tipo GR130, descritto a pag. 851 del primo volume del catalogo GBC 1968, funziona con una tensione di 24 V c.c., e presenta una resistenza ohmica di 460 ohm. Ora, dal momento che la corrente è data dal quoziente tra la tensione e la resistenza (V : R), come si osserva nel diagramma di figura 1, possiamo sapere che

$$I_1 = 24 : 460 = 0,052 \text{ ampère (52 mA)}$$

Se ne smontiamo l'avvolgimento e ne misuriamo il diametro del conduttore, possiamo rilevare che esso è avvolto con filo smaltato del diametro di 0,15 mm; il raggio del conduttore (D<sub>1</sub> : 2) è perciò pari a 0,15 : 2 = 0,075.

Volendo quindi calcolare la sezione originale abbiamo che:

$$S_1 = 3,14 \times (0,075)^2 = 0,0176 \text{ mm}^2$$

A questo punto, per conoscere lo standard espresso in ampère per millimetro quadrato nell'avvolgimento originale non ci resta che dividere il valore di I<sub>1</sub> (pari a 0,052 ampère) per quello di S<sub>1</sub> (0,0176 mm<sup>2</sup>). Avremo pertanto che

$$A/\text{mm}^2 = 0,052 : 0,0176 = 2,9$$

Abbiamo così assodato che il relé è stato avvolto in origine prevedendo un conduttore che funzioni con una corrente di 2,9 (che può essere arrotondato a 3) ampère per millimetro quadrato.

Supponiamo ora che si desideri adattare il medesimo relé al funzionamento con una tensione di 5 volt anziché 24 volt. Procederemo dunque come segue: la potenza originale di eccitazione P<sub>1</sub> è data dal prodotto tra la tensione originale (V<sub>1</sub>)

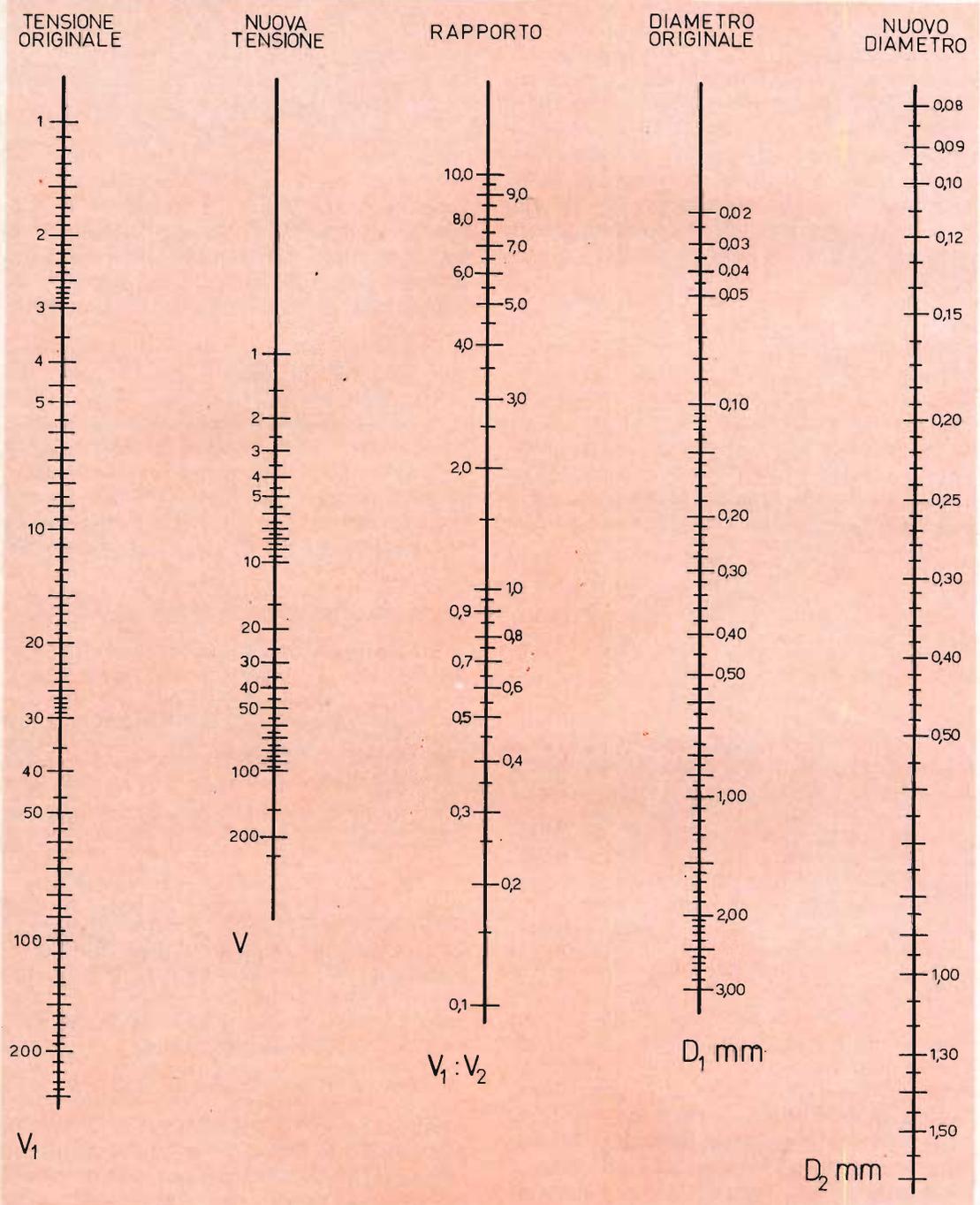


Fig. 2 - Abaco per il calcolo rapido del diametro del conduttore da usare per riavvolgere un relé onde adattarlo ad una tensione diversa da quella originale. Qualunque siano i dati forniti in origine, è sempre possibile risalire alla tensione originale. Da questa, individuata sulla colonna  $V_1$ , si traccia una retta fino ad incontrare la colonna  $V_2$  nel punto corrispondente alla nuova tensione. Prolungando la medesima retta verso destra, si determina il rapporto  $V_1 : V_2$  sulla colonna centrale. A partire da questo punto, si traccia una seconda retta passante per il valore del diametro del conduttore originale,  $D_1$ , fino ad incontrare l'ultima scala a destra. Su questa si leggerà il valore del diametro del nuovo conduttore ( $D_2$ ), che verrà usato per riavvolgere il relé.

pari a 24 volt, e la corrente originale ( $I_1$ ) pari a 0,052 ampère. Di conseguenza,

$$P_1 = 24 \times 0,052 = 1,248 \text{ watt}$$

Se ora desideriamo che il relé funzioni con una tensione di 5 volt, dobbiamo in primo luogo tener presente che la potenza di eccitazione deve restare invariata. Ne deriva che dovremo calcolare la nuova intensità di corrente in base alla medesima potenza ed alla nuova tensione. Ora avremo che la nuova intensità di corrente  $I_2$  sarà data da

$$I_2 = P_1 : V_2 = 1,248 : 5 = 0,249 \text{ ampère}$$

Il valore di 0,249 ampère può essere tranquillamente arrotondato a 0,25: di conseguenza, per mantenere lo standard di 3 ampère per millimetro quadrato, la nuova sezione  $S_2$  sarà data da

$$\begin{aligned} S_2 &= I_2 : A/\text{mm}^2 \\ &= 0,25 : 3 = 0,083 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

Stabilita dunque la nuova sezione, il nuovo diametro  $D_2$  potrà essere facilmente calcolato in base alla formula precedentemente citata con l'aiuto delle normali tavole numeriche:

$$\begin{aligned} D_2 &= 2 \sqrt{0,083 : 3,14} \\ &= 2 \sqrt{0,0264} \\ &= 2 \times 0,162 \\ &= 0,324 \text{ (arrotond. a } 0,32 \text{ mm)} \end{aligned}$$

Per adattare quindi il relé in questione alla tensione di 5 volt, lasciandone inalterata la potenza di eccitazione, occorrerà riempire il rocchetto dell'avvolgimento col massimo numero possibile di spire di conduttore in rame smaltato del diametro di 0,32 mm. Naturalmente, onde evitare corto-circuiti tra le spire, sarà bene effettuare l'avvolgimento con tutte le precauzioni del caso, affiancando bene le spire tra loro ed evitando attriti del filo contro corpi metallici durante l'esecuzione.

## METODO DELL'ABACO

Per chi si accontenta di una minore precisione, il calcolo della nuova sezione del conduttore da usare può essere effettuato anche con l'aiuto dell'abaco riportato alla **figura 2**. In esso, la prima colonna riporta diversi valori della tensione originale espressi in volt, e compresi tra un mini-

mo di 1 ed un massimo di 250. Tale colonna è contrassegnata in basso dal simbolo  $V_1$ .

La seconda colonna riporta una seconda serie di valori di tensione, e precisamente quelli della tensione alla quale si desidera adattare il relé ( $V_2$ ) compresa anch'essa tra 1 e 250 volt.

La terza colonna, contrassegnata in basso  $V_1 : V_2$ , riporta i valori del rapporto tra le due tensioni testé citate.

La quarta e la quinta colonna — infine — riportano rispettivamente il diametro del conduttore originale, ed il nuovo diametro con cui deve essere effettuato l'avvolgimento.

Il funzionamento dell'abaco è assai semplice: sulla prima colonna si individua il valore della tensione originale di eccitazione, mentre sulla seconda si individua quello della tensione con cui si desidera far funzionare il medesimo relé. Unendo tra loro i due punti relativi sulle due scale, e prolungando la linea verso destra, fino ad incontrare la terza colonna, si individuerà su questa un punto al quale corrisponde il rapporto tra le due tensioni.

A partire dal punto così individuato sulla terza scala, basterà tracciare una linea fino ad incontrare la quarta colonna nel punto corrispondente al diametro del conduttore originale. Prolungando poi tale retta verso destra, fino ad incontrare la quinta colonna, questa verrà intersecata in un punto in corrispondenza del quale si potrà leggere con buona approssimazione il diametro del conduttore da usare, affinché il relé possa funzionare con la tensione  $V_2$ , ferma restando la potenza di eccitazione.

Volendo attenerci all'esempio fatto in precedenza, unendo tra loro i valori di 24 e di 5, rispettivamente sulle due prime scale, si individua sulla terza il rapporto 4,8 (valutato per interpolazione). Da questo punto, tracciando verso destra una retta passante per il valore 0,15 (pari a  $D_1$ ) e prolungandola verso destra fino ad incontrare l'ultima colonna, individueremo su questa il valore di 0,32, che corrisponde alla sezione del filo da usare per rifare l'avvolgimento di eccitazione.

Entrambi i metodi forniscono risultati attendibili: la sola differenza consiste nel fatto che — col secondo metodo — non essendo possibile tracciare le scale con tutti i valori intermedi, questi vanno valutati per interpolazione, e quindi possono dare adito ad un errore maggiore di

quello derivante dal fatto che col primo metodo si trascurano le cifre decimali inferiori al centesimo.

In ogni modo, l'approssimazione che si ottiene è certo sufficiente per la maggior parte dei casi che si possono comunemente incontrare.

---

## NOTIZIE DALLA TOSHIBA

**I**l Laboratorio Centrale di Ricerche della Toshiba ha annunciato la realizzazione di un laser ad argo e di uno kripto con un rendimento mai conseguito in Giappone. È stato pure rivelato che la vita di tali laser è di parecchie centinaia di ore, o più di 10 volte la vita dei laser normali.

Il Laboratorio Centrale di Ricerche della Toshiba ha stampato immagini a colori tridimensionali per mezzo dell'olografia, una nuova tecnica ottica.

I laser sono capaci di produrre colori superiori nella loro qualità e interferenza.

Particolarmente, i laser a ioni possono creare potenti raggi visibili e sono perciò guardati come una promettente fonte di luce per gli spettrometri e misuratori d'interferenze, nonché una fonte di luce eccitante per studi ottici delle caratteristiche della materia e pure come utile fonte nella sfera del colore nella stampa e nell'olografia.

I laser a ioni sono in grado di produrre raggi più potenti per l'intensità di corrente di quelli prodotti con qualsiasi altro laser, e anche raggi diversamente colorati. Per la qual cosa tali laser sono molto idonei nell'olografia.

Comunque, la parete di un tubo di scarico per un laser a ioni è esposta a plasma (gas ionizzato) ad alta temperatura. Come risultato ecco un sottile tubo di quarzo al posto del raggio laser, che dura per solo 20 o 30 ore e quindi non è molto adatto ad applicazioni pratiche.

Il Laboratorio Centrale di Ricerche della Toshiba è riuscito a prolungare la vita di un tubo di laser sostituendo al tubo di quarzo un materiale ceramico superiore per ciò che riguarda la resistenza al colore, tale da uguagliare quello dell'alluminio. Il Laboratorio afferma di essere il primo al mondo ad usare ceramiche nello studio dei laser.

Il laser a ioni di Argo funziona a 300 V di tensione e 15 A di corrente e può, in continuazione, erogare una potenza pari ad 1 W o più, utilizzando allo stesso tempo il campo magnetico.

Il rendimento è particolarmente alto per le lunghezze d'onda di 4880 (blu) e 5145 Angstroms (verdi). Per di più questo laser può avere oscillazioni per un totale di 11 differenti lunghezze d'onda dal blu al verde.

Il laser a ioni di Kripto funziona a 250 V di tensione e 20 A di corrente e può, in continuazione, erogare una potenza pari a 0,5 W o più, utilizzando allo stesso tempo il campo magnetico.

Il rendimento è particolarmente forte per le lunghezze d'onda di 6471 (rosso) e 5682 Angstroms (giallo). Per di più questo laser può avere oscillazioni per un totale di 12 differenti lunghezze d'onda dal blu al rosso.

Inoltre il laser al Kripto può avere 4 lunghezze d'onda di color rosso, verde, giallo e blu allo stesso tempo e può essere usato come fonte di luce per stampare, se la distribuzione dei suddetti colori è correttamente cambiata. In tal modo è persino ottenibile il colore bianco. Il Laboratorio della Toshiba sta conducendo inoltre studi sull'olografia in rapporto a quest'ultimo laser.

Una figura di interferenza luminosa ottenuta sovrapponendo gli stessi raggi laser riflessi da un oggetto su cui essi erano stati messi a fuoco su parte di altri raggi, è registrato su di una fotografia negativa che viene sviluppata per ottenere un ologramma. I raggi laser sono nuovamente puntati sull'ologramma per riprodurre la figura dell'oggetto tridimensionalmente. Così questo laser è indicato per lo sviluppo di una tecnica ottica per fotografie tridimensionali nella quale non sono usati obiettivi.

Con i normali laser è possibile stampare immagini tridimensionali di oggetti molto piccoli come ad esempio transistori.

Comunque questo laser particolarmente sviluppato, la cui potenza è grandemente accresciuta può stampare immagini tridimensionali a colori di oggetti molto grandi, ad esempio tutto il circuito stampato per un microscopio. Non è scartata la possibilità che questi raggi vengano usati per la cinematografia e la televisione tridimensionale a colori.

G. A. Castelfranchi

# TUTTO SULLA REAZIONE E SULLA CONTROREAZIONE

L'ABC DELLA  
ELETTRONICA

Parte prima - NOZIONI INTRODUTTIVE

di L. Biancoli

*Questo articolo è dedicato a coloro che — tra i nostri lettori — si sono dedicati allo studio dell'elettronica da autodidatti, e che desiderano colmare una delle inevitabili lacune che si presentano quando lo studio dell'argomento non è stato svolto razionalmente seguendo un programma ben definito. Infatti, tra i numerosi radiotecnici che ci seguono, e che basano le proprie cognizioni su esperienze dirette, su dati accumulati progressivamente nel tempo, e sulla loro semplice passione per le realizzazioni dilettantistiche, ne esistono molti che sentono sovente parlare di reazione, di controreazione, di rapporti di attenuazione, di miglioramenti della curva di responso, eccetera, senza però rendersi conto di come ciò accada, e di quali siano i principi che governano questi fenomeni. A loro esclusivamente beneficio, pubblichiamo quindi questo articolo che — senza addentrarsi in aride argomentazioni matematiche — dovrebbe chiarire i suddetti principi nella forma più elementare.*

**N**ei circuiti elettronici, si può parlare di **reazione** quando il segnale presente in un dispositivo viene prelevato da un certo punto del circuito, e retrocesso ad un punto precedente, rispetto al percorso del segnale stesso. Ciò premesso, occorre innanzitutto una precisazione: qualsiasi reazione, ossia qualsiasi retrocessione del segnale, può essere **positiva** oppure **negativa**, a seconda della fase che il segnale retrocesso presenta rispetto al segnale presente nel punto in cui viene applicato.

Vediamo quindi in primo luogo di chiarire la notevole differenza che passa fra questi due tipi di reazioni.

## POLARITÀ DELLA REAZIONE

Per comprendere la differenza sostanziale che sussiste tra i due tipi citati di reazione, è necessario in primo luogo considerare le relazioni di polarità che esistono tra i segnali presenti in uno stadio di amplificazione. A tale scopo, la **figura 1** illustra in **A** uno stadio di amplificazione a valvola (in questo caso è un triodo, ma potrebbe anche essere un pentodo o qualsiasi altro tipo munito di un numero maggiore di griglie) ed in **B** uno stadio di amplificazione a transistoro.

In entrambe i casi illustrati, gli stadi presentano tre terminali di ingresso e tre

terminali di uscita (rispettivamente 1, 2 e 3, e 4, 5 e 6); naturalmente, per il ragionamento che segue, ci riferiamo prevalentemente al tipo di circuito normale, ossia con catodo a massa o con emettitore a massa, a seconda che si tratti di una valvola o di un transistor. Non ci dilungheremo a fondo sugli altri tipi di circuiti

gnale di uscita risulta del pari amplificato, in quanto una variazione di potenziale del catodo o dell'emettitore (rispettivamente A e B) equivale ad una variazione del potenziale rispettivamente di griglia o di base. Tuttavia, tra il segnale di uscita ed il segnale di ingresso non esiste alcun tipo di sfasamento.

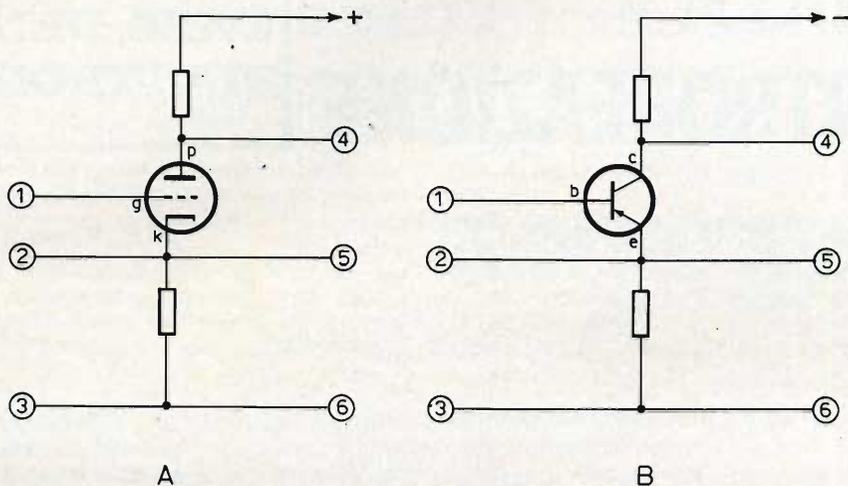


Fig. 1 - Esempi di stadi di amplificazione convenzionali, a valvola (A) ed a transistor (B). I terminali 1 e 2 rappresentano i due possibili terminali di ingresso rispetto alla massa (3); i terminali 4 e 5 rappresentano invece le due possibilità di uscita, sempre rispetto alla massa (6).

di impiego degli elementi amplificatori, in quanto ciò esulerebbe in parte dall'argomento che ci siamo proposto.

Il lettore saprà certamente che, all'interno di una valvola o di un transistor, il segnale — oltre a subire una certa amplificazione (che può essere positiva o negativa) — subisce inevitabilmente uno sfasamento di  $180^\circ$ , tra la griglia e la placca (se si tratta di una valvola) oppure tra la base ed il collettore (se si tratta di un transistor).

Nei casi illustrati, se il segnale viene applicato tra i terminali di ingresso 1 e 3, e viene prelevato in uscita tra i terminali 4 e 6, il segnale di uscita, oltre ad essere di ampiezza maggiore rispetto al segnale di ingresso, di un ammontare che dipende dal fattore di amplificazione dello stadio, risulta anche sfasato appunto di  $180^\circ$  rispetto al primo. Se invece il segnale viene applicato tra i terminali 2 e 3, e prelevato in uscita tra i terminali 4 e 6, il se-

gnale di uscita, oltre ad essere di ampiezza maggiore rispetto al segnale di ingresso, di un ammontare che dipende dal fattore di amplificazione dello stadio, risulta anche sfasato appunto di  $180^\circ$  rispetto al primo. Se invece il segnale viene applicato tra i terminali 1 e 3, e viene prelevato in uscita tra i terminali 5 e 6 (come accade in tutti i circuiti nei quali si effettua il cosiddetto accoppiamento catodico o di emettitore) il segnale di uscita subisce sempre una certa amplificazione, (che però può anche essere negativa, ossia consistere in una attenuazione anziché in un vero e proprio aumento di ampiezza), ma la fase che esso presenta rispetto al segnale di ingresso risulta assolutamente la medesima.

Dopo questo preambolo, il lettore troverà assai più facile stabilire se la polarità di un segnale retrocesso da un punto ad un altro di un circuito è in fase con quello presente nel punto di applicazione o meno: ciò infatti dipende dal numero degli stadi interposti tra il punto di prelevamento e il punto di applicazione del segnale retrocesso, nonché dall'elettrodo dal quale viene prelevato e da quello al quale viene applicato.

Consideriamo ora il circuito illustrato alla **figura 2**, che rappresenta un amplificatore a transistori, funzionante con due stadi: supponiamo che il segnale di uscita, disponibile nel punto contrassegnato con la lettera A, oltre ad essere utilizzato come segnale di uscita vero e proprio, venga anche retrocesso ad uno dei punti prece-

caso, occorre considerare che il segnale originale presente in questo punto subisce uno sfasamento di  $180^\circ$  nel passaggio dal punto D al punto C; da C a B non subisce praticamente uno sfasamento apprezzabile, mentre subisce un nuovo sfasamento, anch'esso di  $180^\circ$ , tra il punto B e il punto A. Ne deriva che tra il punto D

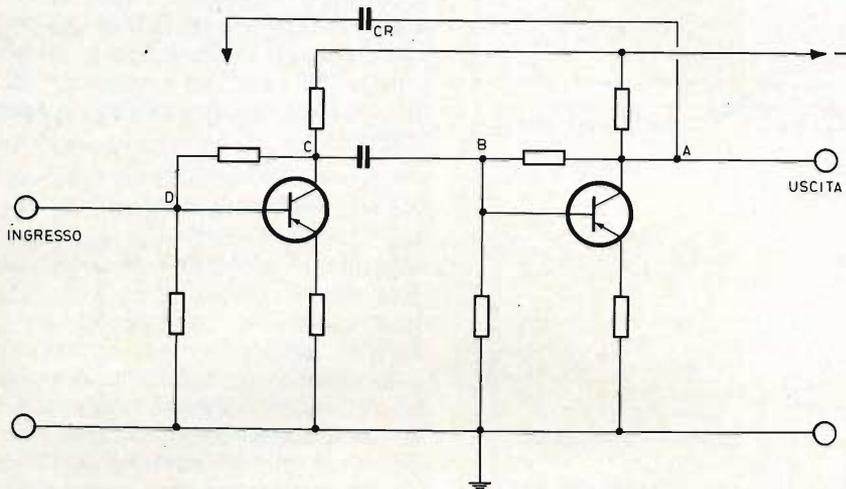


Fig. 2 - Circuito amplificatore a due stadi, nel quale la capacità CR può essere aggiunta per ottenere fenomeni reattivi. Con il terminale destro di CR collegato al punto A, la reazione risulta negativa se il terminale sinistro viene applicato al punto B o al punto C, mentre risulta positiva se viene invece collegato al punto D.

denti (B, C o D) tramite la capacità di reazione CR, evidenziata in alto. Se il terminale di sinistra di questa capacità viene collegato al punto B, dal momento che il segnale presente sulla base del secondo transistor è sfasato di  $180^\circ$  rispetto al segnale presente sul collettore dello stesso (punto A), è chiaro che il segnale retrocesso dal punto A al punto B è in opposizione di fase rispetto al segnale già presente nel punto B.

Se il terminale di sinistra della capacità CR viene applicato al punto C anziché al punto B, sussistono praticamente le medesime condizioni, in quanto il segnale presente in C è caratterizzato sostanzialmente dalla medesima fase del segnale presente in B, ad eccezione del piccolo sfasamento che può verificarsi attraverso la capacità di accoppiamento.

Consideriamo invece il caso in cui il terminale di sinistra della capacità CR venga collegato al punto D del circuito. In tal

e il punto A, il segnale che viene elaborato dal doppio stadio di amplificazione subisce uno sfasamento totale di  $180 + 180 = 360^\circ$ . Da ciò si deduce che, retrocedendo il segnale dal punto A al punto D, tramite la capacità di reazione CR, si applica in D un segnale sfasato rispetto a quello ivi presente di  $360^\circ$ : ciò significa — in pratica — che il segnale retrocesso è **in fase** con quello ivi presente.

### La reazione positiva

La **figura 3** illustra ciò che accade quando ad un segnale originale viene sovrapposto un altro segnale, di diversa ampiezza ma avente esattamente la stessa forma d'onda e la medesima fase. **A** rappresenta un'onda sinusoidale, che costituisce il segnale originale (ad esempio quello che viene amplificato nel circuito di figura 2): **B** rappresenta invece il segnale prelevato nel punto A del suddetto circuito, avente una ampiezza minore a causa della reat-

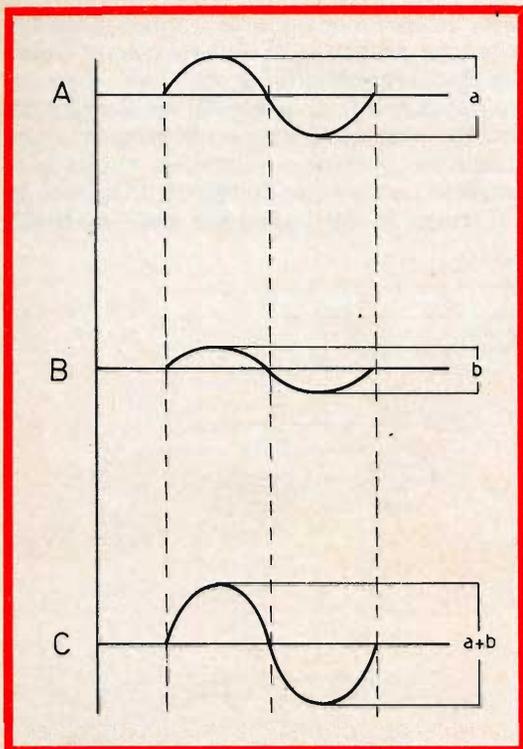


Fig. 3 - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra il segnale di ingresso A, il segnale di reazione in fase B, ed il segnale risultante (di maggiore ampiezza) C.

tanza capacitiva offerta dal condensatore CR. Orbene, se il suddetto segnale viene applicato nel punto D del circuito suddetto, sussistono le condizioni per cui i due segnali sono in fase tra loro. In tal caso, si dice che i due segnali, essendo in fase tra loro, **si sommano algebricamente**, per cui si ottiene un segnale risultante illu-

strato da C alla figura 3. C rappresenta infatti la risultante della somma algebrica tra i due segnali, il che è dimostrato dal fatto che la forma d'onda rimane sempre sinusoidale, la frequenza rimane la medesima, mentre l'ampiezza risulta aumentata in quanto i due segnali si integrano a vicenda.

Quando il segnale retrocesso è in fase col segnale presente nel punto di retrocessione, si ottiene un aumento di ampiezza del segnale vero e proprio, il che costituisce il caso tipico di **reazione positiva**.

Quando la reazione è tale da determinare un aumento di ampiezza del segnale, la reazione positiva in tal modo ottenuta assume il ruolo di reazione **rigenerativa**, che viene normalmente sfruttata nei circuiti elettronici per la produzione di oscillazioni. Naturalmente, occorre precisare che questo tipo di reazione non può essere ottenuto esclusivamente con l'impiego di un accoppiamento capacitivo: infatti, come si può osservare alla **figura 4**, il segnale può essere retrocesso dal circuito di uscita a quello di entrata anche tramite un accoppiamento induttivo: **A** rappresenta infatti uno stadio a valvola, e **B** uno stadio a transistor, ed in entrambi i casi il segnale che si sviluppa nel primario del trasformatore è presente per induzione nel secondario, il quale è collegato all'ingresso dello stadio. Ebbene, a seconda della polarità con la quale l'avvolgimento secondario viene collegato all'ingresso, è possibile ottenere una reazione positiva, che determina appunto lo stato di oscillazione.

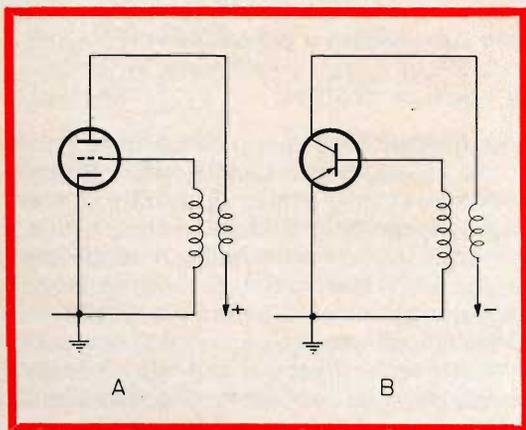


Fig. 4 - Esempi di stadi amplificatori (a valvola in A ed a transistor in B), nei quali la reazione viene applicata tra l'uscita e l'ingresso mediante un accoppiamento induttivo, anziché mediante un accoppiamento capacitivo.

Qualsiasi circuito elettronico, sia esso a valvole o a transistori, nel quale sia presente una reazione di tipo positivo o rigenerativo, viene solitamente impiegato appunto per la produzione di oscillazioni elettriche, la cui frequenza viene controllata dalle costanti di tempo in gioco.

Prima di procedere, occorre però precisare anche che — affinché abbia luogo la produzione di oscillazioni — è necessario che il segnale di reazione abbia una ampiezza sufficiente. In caso contrario, come avremo occasione di comprendere meglio tra breve, anziché produrre il fenomeno di oscillazione, il segnale di reazione determina semplicemente un'alterazione della forma d'onda del segnale originale.

### La reazione negativa

La **figura 5** illustra il caso opposto a quello di cui alla figura 3. In essa **A** rappresenta il segnale originale, e **B** rappresenta il segnale retrocesso, ossia di reazione, che risulta evidentemente sfasato di  $180^\circ$  rispetto al segnale **A**. Infatti, come è facile osservare, mentre a partire dal punto di inizio il segnale aumenta in senso positivo in **A**, in **B** dal punto di inizio il segnale varia invece in senso negativo. **C** rappresenta infine il segnale risultante dalla sovrapposizione, ossia dalla somma algebrica dei due segnali precedenti, e consiste in un segnale avente la medesima frequenza e la medesima forma di onda sinusoidale, ma avente anche una ampiezza inferiore a quella illustrata in **A**, proprio a causa del fatto che la somma algebrica ha determinato la sottrazione delle due ampiezze, anziché la loro somma.

Ciò si verifica, come il lettore avrà certamente compreso, quando il segnale prelevato nel punto **A** alla figura 2 viene retrocesso ed applicato al punto **B** o al punto **C** del medesimo circuito, vale a dire quando sussiste lo sfasamento di  $180^\circ$ . In tutti i circuiti di questo tipo, la reazione è del tipo **negativo**, che viene normalmente definito anche col termine di **degenerativo**.

In questi casi, indipendentemente dal fatto che la reazione venga applicata tra-

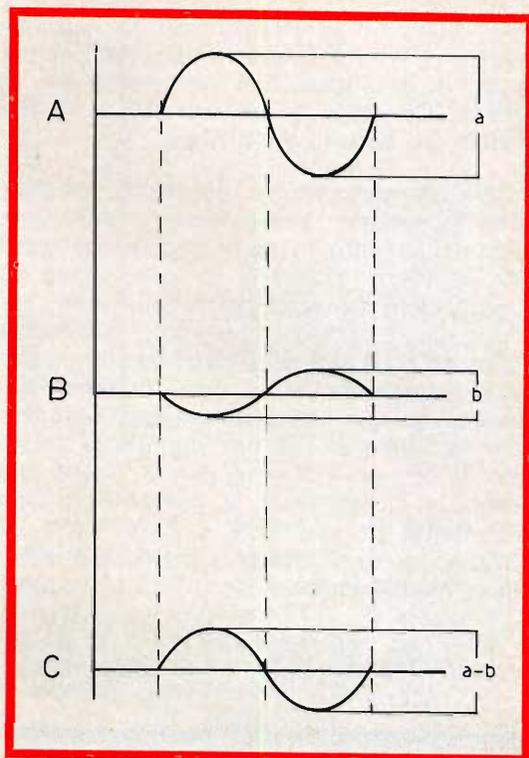


Fig. 5 - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra il segnale di ingresso **A**, il segnale di reazione in opposizione di fase rispetto al primo, **B**, ed il segnale risultante, **C**, la cui ampiezza risulta inferiore a quella di **A**, a causa della sottrazione tra le due ampiezze **A** e **B**.

mite una capacità ( $CR$  nel caso di figura 2) oppure tramite un accoppiamento induttivo (come nel caso del trasformatore nelle due versioni di figura 4), lo scopo della retrocessione del segnale consiste non soltanto nel diminuire la ampiezza del segnale stesso, ma anche nel migliorarne la forma d'onda, e nell'attribuire alle sue caratteristiche la prerogativa di una maggiore stabilità.

### Vantaggi dei due tipi di reazione

Per concludere questa nota introduttiva, non resta che stabilire gli scopi per i quali vengono usati i due tipi di reazioni: abbiamo già affermato che la reazione positiva viene usata esclusivamente per ottenere nei circuiti elettronici la produzione di oscillazioni elettriche. Oltre a

ciò, abbiamo affermato che la reazione negativa viene invece utilizzata nei circuiti di amplificazione per migliorare la forma d'onda e le caratteristiche di stabilità dei segnali amplificati.

Di conseguenza, è del tutto intuitivo che la reazione positiva viene impiegata esclusivamente in quei circuiti nei quali si desidera ottenere la produzione di oscillazioni (circuiti di trasmissione, circuiti dei generatori di segnali, eccetera) mentre la reazione negativa viene usata esclusivamente nei circuiti di amplificazione, nei quali si desidera fare in modo che la forma d'onda del segnale di uscita sia il più possibile uguale a quella del segnale di ingresso, a prescindere dall'aumento di ampiezza o di potenza, al solo scopo di ottenere la cosiddetta **fedeltà di amplificazione**.

Esistono però casi nei quali, in un dispositivo elettronico, si fa uso contem-

poraneamente dei due tipi di reazioni: ci riferiamo al caso tipico dei generatori di segnali di Bassa Frequenza, nei quali la reazione positiva viene sfruttata per ottenere la produzione di oscillazioni, ma con la disponibilità in uscita di segnali di oscillazione aventi una forma d'onda assai irregolare. In aggiunta, vengono perciò usati anche circuiti di reazione negativa, aventi il compito di rendere perfettamente sinusoidale la forma d'onda dei segnali prodotti, o comunque di attribuire loro la forma d'onda desiderata. In questi casi, si dice che il circuito è del tipo a reazione **mista**.

Abbiamo così chiarito i concetti fondamentali sui quali si basano i circuiti di reazione. Nella seconda parte di questo articolo — di prossima pubblicazione — chiariremo invece gli argomenti pratici relativi all'impiego dei due tipi descritti di reazione, con particolare riferimento alla controreazione.

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 Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami**.

**INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione  
Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.**

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di INGEGNERIA sono per Voi **FACILMENTE REALIZZABILI**

- 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

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



**LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON**

# I CIRCUITI MISTI: CIRCUITI SENZA COMPONENTI REATTIVI

L'ABC DELLA  
ELETTRONICA

Parte prima

*Chi non è in possesso di una certa preparazione teorica nel campo dell'elettronica deve spesso affrontare difficoltà di una certa consistenza, quando si tratta di calcolare valori di componenti di un circuito che non abbia una struttura elementare. Tali difficoltà derivano principalmente dal fatto che — in alcuni casi — le correnti in gioco seguono diversi percorsi, per cui — agli effetti del calcolo pratico dei componenti — è indispensabile tener conto delle varie intensità, delle varie direzioni, e quindi di diversi fenomeni di carattere elettrico. Per questo motivo, ad uso esclusivo dei lettori che non hanno avuto occasione di frequentare corsi di specializzazione, pubblichiamo questo articolo redatto in due parti, di cui la prima è dedicata esclusivamente ai circuiti senza componenti reattivi, e quindi che si prestano all'impiego sia con correnti continue, sia con correnti alternate; la seconda verrà dedicata ai circuiti contenenti componenti reattivi, il cui funzionamento si verifica principalmente con correnti alternate.*

**Q**ualsiasi circuito di un'apparecchiatura elettronica può appartenere a due categorie principali: i **circuiti semplici**, ed i **circuiti complessi**. Ai circuiti semplici appartengono due tipi che possono essere ritenuti universalmente noti: essi consistono nel **circuito in serie**, nel quale una unica corrente, fornita da una sorgente di energia elettrica, percorre un unico circuito che può consistere in un componente singolo, oppure in vari componenti, tutti collegati in serie tra loro: in questo caso specifico, l'intensità della corrente che scorre, il valore resistivo dei singoli

componenti, e le cadute di tensioni che possono presentarsi ai capi di ciascuno di essi, possono essere calcolati assai semplicemente in base alla ben nota legge di Ohm.

Il secondo tipo di circuito è detto **circuito in parallelo**, e consiste solitamente in una sorgente di energia elettrica, la cui corrente di uscita viene applicata contemporaneamente a due o più circuiti o componenti di utilizzazione, collegati appunto in parallelo tra loro. In questo caso specifico, ciascuno dei circuiti collegati in pa-

parallelo è sostanzialmente un circuito in serie, per cui la medesima sorgente di alimentazione fornisce una determinata quantità di energia ad un certo numero di circuiti, collegati a loro volta in parallelo. Ovviamente, in questo caso, i singoli circuiti possono essere considerati separatamente agli effetti del calcolo del valore resistivo intrinseco, mentre — se si desidera calcolare il valore resistivo totale risultante, oppure l'ammontare della corrente totale richiesta alla sorgente di alimentazione — è necessario tener conto delle relazioni che intercorrono tra i vari componenti, e dell'influenza che essi esercitano agli effetti della dinamica di funzionamento del circuito.

Il lettore saprà certamente che in un circuito elettrico le grandezze in gioco possono essere le seguenti:

- La tensione, solitamente espressa in volt, il cui simbolo consiste nella lettera V;
- La corrente, solitamente espressa in ampère, il cui simbolo consiste nella lettera I (intensità);
- La potenza, solitamente espressa in watt, il cui simbolo consiste nella lettera P;
- La resistenza, solitamente espressa in ohm, il cui simbolo consiste nella lettera R.

Il lettore saprà inoltre certamente che, note due delle suddette grandezze, è sempre possibile conoscere le altre due, in quanto tra di esse sussistono le seguenti relazioni:

Note la tensione e la corrente, è possibile calcolare la potenza e la resistenza in base alle seguenti relazioni:

$$V \times I = P \quad \text{e} \quad V : I = R$$

Note la tensione e la potenza, è possibile calcolare la corrente in base alla seguente relazione:

$$P : V = I$$

Una volta calcolato il valore della corrente, essa interviene agli effetti del calcolo della resistenza nel modo già noto.

Note la tensione e la resistenza, è possibile calcolare la corrente in base alla seguente relazione:

$$V : R = I$$

Noto il valore della corrente, la potenza può essere calcolata semplicemente effettuando il prodotto tra la corrente stessa e la tensione, come già abbiamo visto.

Note la corrente e la resistenza, è possibile calcolare la tensione in base alla seguente relazione:

$$R \times I = V$$

e, una volta calcolato il valore della tensione, è possibile calcolare la potenza moltiplicandola per la corrente nel modo ormai noto.

Note infine la potenza e la resistenza, è possibile calcolare la tensione e la corrente in base alle seguenti relazioni: abbiamo già stabilito in precedenza che la potenza P è data dal prodotto tra la tensione e la corrente ( $P = V \times I$ ). Inoltre, abbiamo stabilito che la tensione è data dal prodotto tra la resistenza e la corrente ( $V = R I$ ): di conseguenza, se sostituiamo il valore  $R I$  al posto di V nella formula precedente, otteniamo che:

$$R I \times I = P$$

da cui

$$R I^2 = P$$

da cui

$$I^2 = P : R$$

da cui ricaviamo infine che

$$I = \sqrt{P : R}$$

Con questo paragrafo introduttivo abbiamo dunque stabilito che, conoscendo due delle grandezze in gioco, è sempre possibile conoscere le altre due. Vediamo ora come queste relazioni possono essere sfruttate agli effetti dei calcoli semplici che possono essere effettuati nei confronti dei circuiti elettrici misti, che non contengano componenti reattivi.

## IL PRINCIPIO DI KIRCHHOFF

Prima di procedere nell'esposizione di questo argomento, è ancora opportuno rammentare che in un circuito in serie,

costituito da una sorgente di alimentazione e da una o più componenti resistive collegate in serie tra loro, come nel caso di **figura 1**, la somma delle tensioni ai capi di tutte le resistenze equivale a quella fornita dalla sorgente, mentre le differenze di potenziale presenti ai capi di ciascuna resistenza possono variare in relazione ai valori delle resistenze stesse: per

le correnti che scorrono attraverso i singoli componenti, come risulta evidente osservando la **figura 2**: in altre parole, abbiamo che

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + \dots I_n$$

È dunque chiaro che in un circuito del tipo di figura 1, la resistenza totale  $R$  è data da  $R_1 + R_2 + R_3 + \dots R_n$ ; nel caso

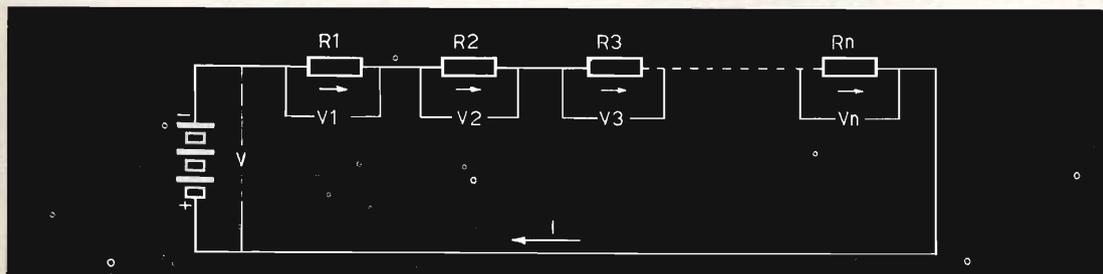


Fig. 1 - Circuito in serie, costituito da una sorgente di alimentazione che fornisce la tensione  $V$ , e da un numero «  $n$  » di resistenze, tutte in serie tra loro. La tensione  $V$  si suddivide nelle varie cadute di tensione presenti ai capi di ciascuna resistenza, e precisamente  $V_1, V_2, V_3$  e...  $V_n$ . In un circuito di questo tipo, l'intensità della corrente che scorre attraverso tutte le resistenze è sempre la medesima.

contro, l'intensità della corrente circolante è costante per tutti i componenti resistivi presenti nel circuito. Infatti,

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + \dots V_n$$

In un circuito in parallelo (ossia costituito da una sorgente di alimentazione e da due o più componenti resistivi, collegati in parallelo tra loro) la tensione presente ai capi dei vari componenti è invece sempre pari a quella fornita dalla sorgente, mentre la corrente che circola nell'intero circuito è data dalla somma del-

invece di figura 2, supponiamo che il circuito in parallelo sia costituito semplicemente da due resistenze, e precisamente da  $R_1$  ed  $R_2$ ; in tal caso, il valore resistivo risultante  $R$  è dato da:

$$R = (R_1 \times R_2) : (R_1 + R_2)$$

Trattandosi invece di un circuito in parallelo costituito da più di due resistenze, la resistenza totale  $R$  risultante può essere calcolata assai facilmente considerando il suo valore reciproco, e precisamente:

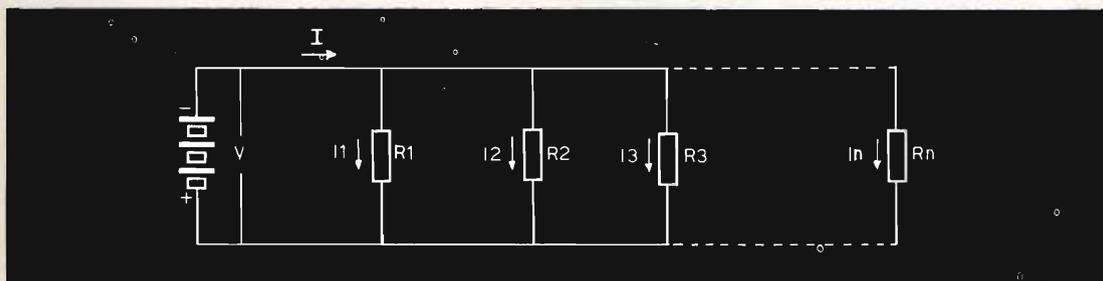


Fig. 2 - Circuito analogo al precedente, con la sola differenza che in questo caso tutte le resistenze sono in parallelo tra loro. La tensione presente ai capi di ciascuna di esse è sempre la medesima, e corrisponde alla tensione  $V$  fornita dalla sorgente: per contro, la corrente totale  $I$  è data dalla somma delle correnti  $I_1, I_2, I_3$  e...  $I_n$ .

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

Dal reciproco è assai facile risalire al valore effettivo, in base al normale procedimento aritmetico che può essere rilevato dall'esempio che segue: supponiamo di dover calcolare il valore risultante da tre resistenze collegate in parallelo, di cui la prima (R1) presenta un valore di 300 ohm, la seconda (R2) un valore di 500 ohm, e la terza (R3) un valore di 1.000 ohm. In tal caso abbiamo che:

$$1 : R = (1 : 300) + (1 : 500) + (1 : 1.000)$$

da cui

$$1 : R = 0,0033 + 0,002 + 0,001$$

da cui

$$1 : R = 0,006$$

Se ora risaliamo al valore effettivo calcolando il reciproco del numero 0,006 (che può essere facilmente rilevato da qualsiasi tavola numerica) otteniamo che:

$$1 : 0,006 = 166 \text{ circa}$$

Nell'esempio considerato, si è volutamente evitato di calcolare i decimali, in quanto, in genere, in questi casi è sufficiente l'approssimazione che in tal modo si consegue. Naturalmente, volendo effettuare il calcolo con una precisione maggiore, è sempre possibile calcolare i decimi ed i centesimi: ciò che conta, è che in questo caso specifico il valore resistivo risultante da tre resistenze collegate in parallelo tra loro, di cui una del valore di 300 ohm, una di 500 ed una di 1.000 ohm, ammonta con buona approssimazione a 166 ohm.

Si tenga però presente che esiste anche un secondo metodo per il calcolo del valore risultante dal collegamento in parallelo di due o più resistenze: infatti, detto R il valore risultante dal collegamento in parallelo di due resistenze (R1 ed R2), abbiamo che

$$R = (R_1 \times R_2) : (R_1 + R_2)$$

Questo metodo vale anche nel caso di più di due resistenze in parallelo tra loro. Basta infatti calcolare il valore di R per

le prime due, e considerare il valore di R3 in parallelo ad R, quindi il valore eventuale di R4 in parallelo a quello ottenuto, e così via.

Tenendo comunque conto del fatto che — in linea di massima — non è quasi mai necessario effettuare il calcolo anche nei confronti delle cifre decimali (a meno che non si tratti di circuiti che devono presentare dei valori resistivi di assoluta precisione), il grafico di **figura 3** può essere assai utile in quanto permette di calcolare rapidamente il valore di due o più resistenze in parallelo. Esso funziona come segue: lungo la scala verticale sono riportati dei valori resistivi compresi tra 0 e 100, ed i medesimi valori sono riportati anche lungo la scala orizzontale. L'intero grafico, che è costituito da un quadrato suddiviso in altrettanti quadratini, è anche attraversato da una diagonale che presenta un'inclinazione di 45° rispetto ai due assi. Orbene, per effettuare il calcolo di due resistenze in parallelo, è sufficiente individuare il valore di una di esse su una delle scale, ed il valore dell'altra sull'altra scala. Ciò fatto, servendosi di una riga, è possibile tracciare a matita una linea che unisca tra loro i due valori, intersecando in un determinato punto l'asse diagonale inclinato a 45°. Dal punto di intersezione, sempre servendosi della riga e della matita, è sufficiente tracciare una retta perpendicolare che raggiunga in un determinato punto l'asse orizzontale. Nel punto di intersezione di questa seconda linea tracciata, si individua con buona approssimazione il valore risultante dalle due resistenze in parallelo.

A proposito di questo grafico, occorrono due importanti precisazioni: in primo luogo, entrambe le scale sono numerate da 0 a 100, il che non significa però che il grafico è limitato al calcolo del valore risultante tra due resistenze in parallelo che presentino un valore massimo di 100 ohm. Infatti, ciascuna delle due scale può essere moltiplicata o divisa per qualsiasi fattore, e — a patto che il fattore di moltiplicazione sia il medesimo per entrambe le scale — il grafico si presta anche per il calcolo del valore risultante tra due resistenze in parallelo di valore compreso rispettivamente tra 0 e 1.000

ohm, tra 0 e 10.000, tra 0 e 100.000, e così via. Analogamente, entrambe le scale possono essere divise per 10, per 100 o per 1.000, adattandole così al calcolo di valori resistivi assai inferiori a 100 ohm.

risultante tra questo e la terza resistenza: una volta calcolato questo secondo valore, esso può essere impiegato per calcolare il valore risultante nei confronti di una quarta resistenza in parallelo, e così

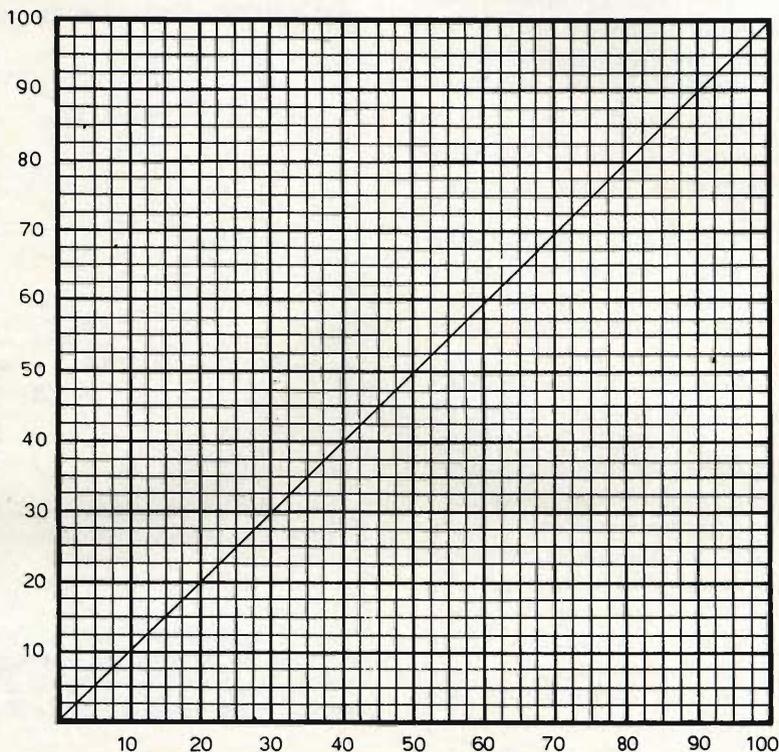


Fig. 3 - Grafico per il calcolo rapido del valore risultante dal collegamento di due o più resistenze in parallelo. Sulle due scale verticale ed orizzontale si individuano due punti corrispondenti al valore delle due resistenze collegate in parallelo. Tali punti vengono uniti tra loro con una retta che può essere tracciata a matita con l'aiuto di un righello. Essa interseca l'asse inclinato a  $45^\circ$  in un determinato punto, dal quale è possibile tracciare una perpendicolare alla scala orizzontale. Questa retta individua su quest'ultima scala il valore risultante dal collegamento in parallelo delle due resistenze di cui si è detto. Questo sistema — come è spiegato nel testo — può essere adottato anche per il calcolo del valore risultante dal collegamento di più resistenze in parallelo tra loro. Infine, moltiplicando o dividendo entrambe le scale per il medesimo multiplo o sottomultiplo del fattore « dieci », le scale stesse possono essere adattate all'impiego per il calcolo nei confronti di resistenze di valore rispettivamente superiore o inferiore a 100 ohm.

Oltre a ciò, dovendo utilizzare il grafico per effettuare il calcolo del valore risultante tra più di due resistenze in parallelo, esso può essere impiegato semplicemente calcolando il valore risultante dal collegamento in parallelo di due sole di esse, dopo di che questo valore può essere considerato in sostituzione delle prime due resistenze, calcolando il valore

via. Per intenderci meglio, è opportuno ricorrere a due esempi: supponiamo di dover calcolare il valore risultante tra una resistenza da 700 ohm, ed una di 850: seguendo il metodo descritto, provvediamo in primo luogo a moltiplicare mentalmente per dieci le due scale del grafico, per cui il valore di 750 ohm verrà individuato su una delle scale in corrispondenza di

75 ohm, mentre il valore di 800 ohm verrà individuato sull'altra scala in corrispondenza del numero 80. Ciò fatto, dopo aver tracciato le due rette di riferimento, si riscontrerà sulla scala orizzontale il valore corrispondente di 38 ohm. Tuttavia, dal momento che entrambe le scale sono state moltiplicate per dieci, anche questo valore dovrà essere moltiplicato per dieci, per cui il valore risultante in pratica è di 380 ohm.

Supponiamo invece di dover calcolare con l'aiuto del grafico il valore risultante dalle tre resistenze collegate in parallelo, citate nell'esempio numerico precedente: come sappiamo, si tratta di tre resistenze di cui una presenta il valore di 300 ohm, una il valore di 500 ed una terza il valore di 1.000 ohm. Inizieremo quindi col calcolare il valore risultante dal collegamento in parallelo di una resistenza da 300 ohm ed una da 500, naturalmente moltiplicando per dieci entrambe le scale: il valore così ottenuto ammonta a 185 ohm circa. Ciò fatto, possiamo calcolare il valore risultante dal collegamento in parallelo tra una resistenza da 185 ohm ed una da 1.000, che risulterà pari approssimativamente a 166 ohm, esattamente come avevamo visto in precedenza.

## ESEMPI DI CALCOLO

La **figura 4** illustra un esempio nel quale una sorgente che fornisce una tensione continua di 100 volt alimenta due resistenze (R1 ed R2) collegate in serie tra loro. Supponiamo che si desideri fare in modo che ai capi di R1 sia presente una tensione di 40 volt, e che ai capi di R2 sia presente invece una tensione di 60 volt: è chiaro dunque che la tensione V ammonta a 100 volt, e che equivale a  $V_1 + V_2$ , ossia a  $60 + 40$ .

I dati fin qui forniti sono però insufficienti ad eseguire il calcolo, in quanto — come abbiamo stabilito in partenza — occorre conoscere almeno due delle grandezze in gioco perché sia possibile conoscere le altre: di conseguenza, supponiamo anche di sapere a priori che la corrente in gioco deve essere di 0,1 ampère (ossia 100 mA). In tal caso, in base alle

formule precedentemente citate, poiché sappiamo che  $R = V : I$ , abbiamo che:

$$R_1 = 40 : 0,1 = 400 \text{ ohm}$$

e

$$R_2 = 60 : 0,1 = 600 \text{ ohm}$$

La potenza dissipata da ciascuna resi-

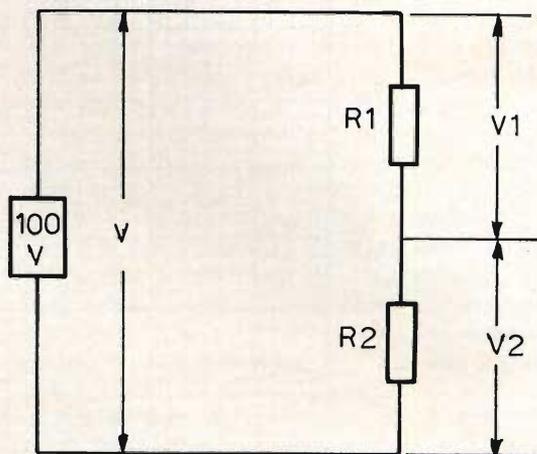


Fig. 4 - Esempio di circuito partitore di tensione, mediante il quale la tensione V fornita dalla sorgente viene suddivisa in due valori, costituiti rispettivamente dalla caduta di tensione V1 che si presenta ai capi della resistenza R1, e V2 che si presenta ai capi della resistenza R2.

stenza può invece essere calcolata come segue: sapendo che  $P = V \times I$ , abbiamo:

$$P (R_1) = 40 \times 0,1 = 4 \text{ W}$$

$$P (R_2) = 60 \times 0,1 = 6 \text{ W}$$

L'esempio considerato può essere riferito esclusivamente ai metodi di calcolo dei circuiti semplici; tuttavia esso è stato riportato unicamente perché serva da introduzione al secondo esempio che stiamo per fare. Supponiamo infatti di dover calcolare un circuito analogo al precedente, con la sola differenza che in parallelo ad R2 è presente una seconda resistenza, R3, così come si osserva alla **figura 5**. Oltre a ciò, partiamo da: presupposto che le due resistenze R1 ed R2 debbano servire esclusivamente come partitore di tensione, e che la corrente totale I ammonti in questo caso a 500 milliampère, mentre la tensione presente ai capi di R2 ed R3 (in parallelo tra loro) deve essere di

15 volt. Supponiamo infine che la corrente che scorre attraverso R3 debba presentare un'intensità massima di 30 milliampère.

Ciò premesso, in primo luogo è possibile calcolare il valore di R1, ai capi della quale si deve verificare una caduta di tensione di  $100 - 15 = 85$  volt; oltre a ciò,

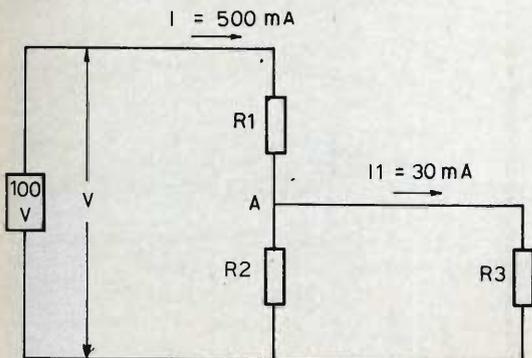


Fig. 5 - Esempio di circuito partitore di tensione, nel quale la tensione V fornita dalla sorgente deve suddividersi in due diverse tensioni, la prima delle quali si sviluppa ai capi della resistenza R1, mentre l'altra si presenta ai capi della combinazione in parallelo di R2 ed R3. Essendo nota la tensione fornita dalla sorgente, ed essendo note le intensità delle correnti in gioco, è assai facile calcolare i tre valori in base alla legge di Ohm.

sappiamo a priori che questa resistenza viene percorsa da una corrente totale di 500 milliampère. Di conseguenza, abbiamo che:

$$R1 = 85 : 0,5 = 170 \text{ ohm}$$

Abbiamo quindi assodato che, collegando una resistenza in serie ad una sorgente che fornisca una tensione continua di 100 volt, avente il valore di 170 ohm, con un carico di utilizzazione, costituito da R2 ed R3 in parallelo tra loro, di cui quest'ultima assorba 30 milliampère, nel punto A abbiamo una tensione di

$$100 - 85 = 15 \text{ volt.}$$

La suddetta tensione di 15 volt è dunque presente ai capi delle resistenze R2 ed R3, collegate in parallelo tra loro. Ora, poiché la corrente di ritorno alla sorgente ammonta sempre a 500 milliampère, è chiaro che la corrente che passa attraverso

so R2 deve avere un'intensità pari a:

$$500 - 30 = 470 \text{ mA}$$

In base a quanto detto in precedenza, sappiamo inoltre che la tensione di 15 volt è presente ai capi di entrambe le resistenze R2 ed R3: di conseguenza, dal momento che  $R = V : I$ , considerando che 470 milliampère equivalgono a 0,47 ampère, e che 30 milliampère equivalgono a 0,03 ampère, possiamo stabilire assai facilmente che:

$$R2 = 15 : 0,47 = 31,9 \text{ ohm (circa)}$$

e che

$$R3 = 15 : 0,03 = 500 \text{ ohm}$$

Se ora ci interessasse conoscere il valore risultante dalle due resistenze in parallelo R2 ed R3, rispettivamente del valore di 31,9 e 500 ohm, il calcolo può essere effettuato sia in base al procedimento aritmetico, sia in base al grafico di figura 3. Se il lettore vorrà eseguire il controllo a titolo di esercizio, potrà facilmente constatare che — tenendo conto dei decimali che sono stati trascurati nei calcoli — il valore risultante dalla somma di R1 e di R2 ed R3 in parallelo tra loro, deve essere tale per cui la resistenza totale in serie alla sorgente di alimentazione deve consentire il passaggio di una corrente di 50 milliampère con una tensione di 10 volt.

Consideriamo ora il circuito misto illustrato alla **figura 6**: in esso, si osserva che la sorgente di alimentazione V (che fornisce la tensione totale V) alimenta un partitore di tensione costituito dalle tre resistenze R1, R2 ed R3, in serie tra loro. Tuttavia, in corrispondenza del terminale inferiore di R1 sussiste un primo nodo, nel quale la corrente totale I si divide in due correnti (la cui somma deve naturalmente corrispondere all'intensità I) seguendo due diversi percorsi: uno di essi prosegue attraverso R2, mentre l'altro ritorna alla sorgente di alimentazione tramite R5. In corrispondenza del terminale inferiore di R2 sussiste un secondo nodo, dal quale la corrente I1 si suddivide a sua volta in due diversi circuiti, uno dei quali prosegue attraverso R3, mentre l'altro torna alla sorgente di alimentazione tramite R4.

Ciò premesso, sono evidenti due particolari: in primo luogo, la tensione totale  $V$  deve corrispondere alla somma tra  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$ . Oltre a ciò, possiamo partire dal presupposto che  $I_1 + I_2 = I$ , e che  $I_3 + I_4 = I_1$ .

$$I = 50 + 10 = 60 \text{ mA}$$

Ora, conoscendo la tensione fornita dalla sorgente (1.000 volt) e l'intensità della corrente totale che scorre, è altrettanto facile stabilire che il valore resistivo to-

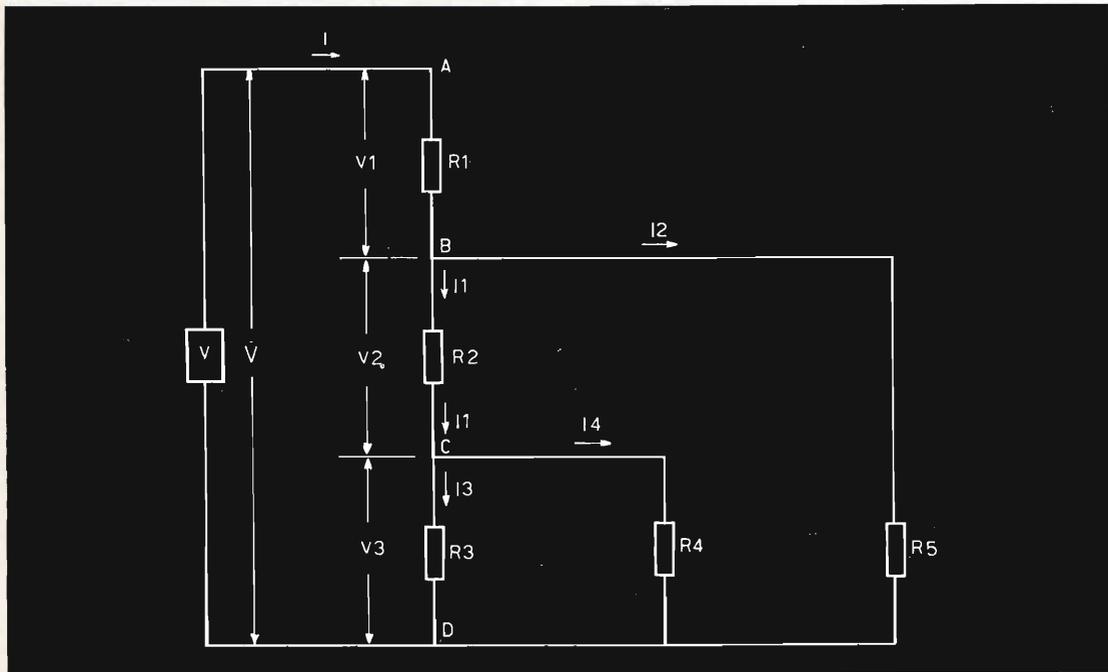


Fig. 6 - Altro esempio di circuito partitore di tensione, lievemente più complesso di quelli considerati in precedenza: in questo caso, la tensione fornita dalla sorgente,  $V$ , si suddivide in tre diversi valori, il primo dei quali ( $V_1$ ) si presenta ai capi della sola resistenza  $R_1$ , e precisamente tra i punti A e B. Il secondo ed il terzo si presentano invece ai capi di due combinazioni miste serie-parallelo, costituite da  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  ed  $R_5$ . Noti i valori di  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$ , e note le intensità delle correnti entranti ed uscenti dai diversi nodi, è facile calcolare i valori delle resistenze necessarie.

In un caso come quello dell'esempio al quale ci riferiamo, se è nota la tensione  $V$ , e sono noti i valori di  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  e  $I_4$ , è assai facile — in base ai principi citati — calcolare i valori di  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$ , nonché quelli delle cinque resistenze in gioco. Supponiamo infatti che  $V$  ammonti a 1.000 volt, e che:

$$I_1 = 50 \text{ mA}$$

$$I_2 = 10 \text{ mA}$$

$$I_3 = 30 \text{ mA}$$

$$I_4 = 20 \text{ mA}$$

Come abbiamo stabilito in precedenza, la corrente totale  $I$  è data dalla somma tra  $I_1$  ed  $I_2$ : di conseguenza, possiamo senz'altro stabilire che

tale dovuto alla combinazione serie-parallelo tra le cinque resistenze in gioco ammonta a  $R = V : I$ , ossia

$$R = 1.000 : 0,06 = 16.666 \text{ ohm}$$

Questo dato ci servirà come controllo alla fine del nostro calcolo.

Partiamo ora dal presupposto che la tensione di 1.000 volt fornita dalla sorgente debba essere divisa ad opera del partitore costituito da  $R_1$ ,  $R_2$  ed  $R_3$ , nel modo seguente:

$$V_1 = 150 \text{ volt}$$

$$V_2 = 350 \text{ volt}$$

Dal momento che  $V_1 + V_2$  danno un totale di 500 volt, è evidente che  $V_3$  deve

avere il valore di 500 volt. Ciò premesso, possiamo dare inizio alle operazioni di calcolo.

In primo luogo, sappiamo a priori che la resistenza R1 deve fornire una caduta di tensione di 150 volt, e che viene percorsa da una corrente totale I che ammonta a 60 milliampère (pari a 0,06 ampère): di conseguenza, abbiamo che:

$$R1 = 150 : 0,06 = \mathbf{2.500 \text{ ohm}}$$

Prima di calcolare il valore di R2, è bene considerare che la tensione V3, che ammonta a 500 volt, deve essere applicata ai capi delle due resistenze collegate in parallelo tra loro, R3 ed R4: inoltre, sappiamo che I3 ammonta a 30 milliampère, e che I4 ammonta invece a 20 milliampère. Di conseguenza, possiamo facilmente calcolare i valori di R3 ed R4, che ammontano rispettivamente a:

$$R3 = 500 : 0,03 = \mathbf{16.666 \text{ ohm}}$$

$$R4 = 500 : 0,02 = \mathbf{25.000 \text{ ohm}}$$

La tensione presente ai capi della resistenza R5 ammonta — come ben sappiamo — a V2 + V3, ossia a

$$350 + 500 = 850 \text{ volt}$$

inoltre, dal momento che la corrente che scorre attraverso R5 ammonta a 10 mA (pari cioè a 0,01 ampère), abbiamo che:

$$R5 = 850 : 0,01 = \mathbf{85.000 \text{ ohm}}$$

Non ci resta a questo punto che calcolare il valore di R2, la quale deve presentare ai suoi capi una differenza di potenziale di 350 volt, e viene percorsa dalla corrente I1, che — come ben sappiamo — ammonta a 500 milliampère. Perciò:

$$R2 = 350 : 0,05 = \mathbf{7.000 \text{ ohm}}$$

Abbiamo così effettuato il calcolo dei valori resistivi delle cinque resistenze in gioco. Vediamo ora — attraverso quanto abbiamo stabilito — se il valore totale R da esse fornito ammonta — come avevamo stabilito — a 16.666 ohm. In primo luogo, cominceremo a calcolare il valore risultante dal collegamento in parallelo di R3 ed R4, che — consultando il grafico di figura 3 — risulta essere pari approssi-

mativamente a 10.500 ohm. Di conseguenza, possiamo stabilire che il valore totale dovuto alle resistenze R2, R3 ed R4, ammonta a  $10.500 + 7.000 = 17.500 \text{ ohm}$ .

Questo valore si trova a sua volta in parallelo al valore di R5, che ammonta ad 85.000 ohm. Di conseguenza, il valore risultante è pari approssimativamente a 14.200 ohm. Infine, la resistenza totale R è data dalla somma del valore di R1, e del valore risultante dalla combinazione mista serie-parallelo di R2, R3, R4 ed R5. Poiché quest'ultimo valore ammonta — come abbiamo stabilito — approssimativamente a 14.200 ohm, abbiamo che:

$$R = R1 + 14.200 \text{ ohm} \quad \text{da cui}$$

$$R = 2.500 + 14.200 = 16.700 \text{ ohm}$$

La differenza tra il valore di 16.666 stabilito a priori, ed il valore così calcolato di 16.700 ohm, è dovuta esclusivamente al fatto che non si è tenuto conto dei decimali, e che il calcolo è stato eseguito con una certa approssimazione con l'impiego del grafico. L'errore risultante può essere tuttavia considerato trascurabile agli effetti pratici, a meno che — beninteso — il calcolo non debba essere eseguito con la massima precisione per esigenze che possono verificarsi in pratica.

## CONCLUSIONE

Per quanto elementari possono sembrare gli argomenti considerati e gli esempi fatti, accade purtroppo assai spesso — come già si è accennato nella premessa — che un tecnico si trovi a dover affrontare la difficoltà di effettuare il calcolo di componenti resistivi di un circuito. Ciò accade soprattutto quando si tratta di calcolare le correnti e le tensioni in gioco in un circuito di accensione nel quale diverse valvole sono collegate con i filamenti in serie-parallelo tra loro, ed in particolare nei casi in cui il circuito di accensione viene ad essere alimentato direttamente dalla tensione di rete. Sotto questo aspetto, occorre tener presente che — data l'assenza di componenti reattivi — il comportamento del circuito nei confronti di una corrente alternata può essere considerato praticamente alla stessa stregua del comportamento che il circuito avreb-

be nei confronti di una tensione continua. Oltre a ciò, gli esempi considerati possono servire da guida agli effetti del calcolo del partitore di tensione che solitamente viene collegato all'uscita del ret-

sicurarsi di aver compreso a fondo il metodo di calcolo di circuiti misti costituiti esclusivamente da componenti resistivi, potrà stabilire dei valori ipotetici alla tensione fornita dalla sorgente ed alle cor-

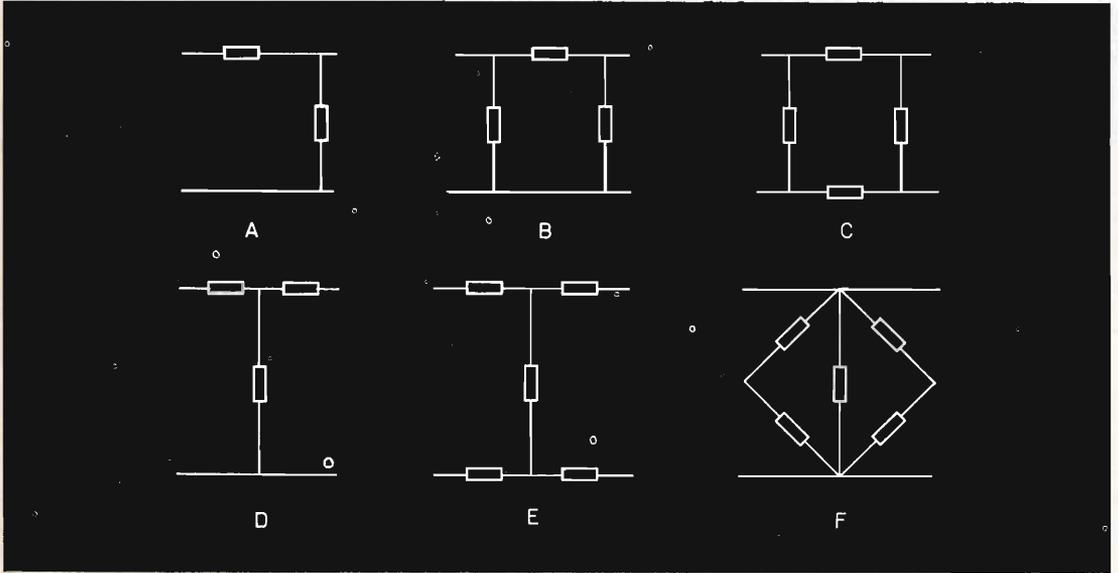


Fig. 7 - Esempi tipici di circuiti i cui componenti possono essere facilmente calcolati in base al metodo descritto in questa nota. A rappresenta la forma più elementare di attenuatore ad « L »; B rappresenta invece un esempio di attenuatore del tipo detto a « pi greco ». C rappresenta un attenuatore del tipo ad « O », D un attenuatore del tipo a « T », ed E rappresenta invece un esempio tipico di circuito a ponte. In tutti questi casi, noto il valore della tensione di ingresso, è possibile calcolare i valori delle resistenze se sono noti i valori di intensità delle correnti in gioco, mentre è possibile calcolare il valore delle correnti in gioco se sono invece noti i valori delle resistenze. Oltre a ciò, una volta calcolati i valori incogniti, è del pari possibile calcolare le potenze in gioco, così come si è detto all'inizio.

tificatore per l'alimentazione ad alta tensione di un circuito di amplificazione. Basta infatti tener conto della caduta che si ottiene attraverso la resistenza in serie, e della corrente assorbita dal carico che ad essa fa seguito, oppure dai vari carichi applicati alle varie posizioni intermedie del partitore di tensione.

Oltre a ciò, gli argomenti citati possono servire facilmente da guida per effettuare rapidamente e con buona approssimazione il calcolo di circuiti di attenuazione, come quelli illustrati in **A**, **B**, **C**, alla **figura 7**, nonché per il calcolo di attenuatori relativamente complessi, come quelli illustrati a titolo di esempio alle sezioni **D** ed **E** della stessa figura.

Infine, il lettore che volesse cimentarsi in alcune esercitazioni pratiche, onde as-

renti in gioco (oppure ai valori resistivi o ancora alle tensioni distribuite) nel circuito a ponte illustrato a titolo di esempio alla **figura 7-F**. Quest'ultimo caso è quello che presenta il maggior numero di difficoltà, in quanto occorre saper distinguere col massimo discernimento i vari percorsi delle correnti, ed i vari fenomeni che esse producono, agli effetti delle cadute di tensione e delle polarità.

Una volta comunque che il lettore abbia assimilato perfettamente la tecnica di calcolo relativa ai circuiti di questo tipo, egli potrà prendere in esame lo studio del comportamento dei circuiti misti contenenti componenti reattivi, che sarà oggetto della seconda parte di questo articolo.

**L. Biancoli**

# TRASFORMATORE D'USCITA DI QUADRO TIPO AT 3513

NUOVI  
COMPONENTI

AT 3513 (3122.107.31740) - MT/0920-00

**Q**uesto trasformatore è stato progettato per essere impiegato con cinescopi da 19" e 23" (110° o 114°) e con l'unità di deflessione **AT 1040** (3122.107.31380) n. G.B.C. MG/2010-00. Può essere impiegato sia con circuiti a valvole che a transistori.

Il circuito magnetico del trasformatore è formato da due nuclei a C. Il trasformatore ha tre avvolgimenti separati; l'avvolgimento terziario può essere usato per la controreazione di tensione. Il trasformatore è munito di quattro fori e può essere montato sia su piastra per circuito stampato sia su telaio metallico.

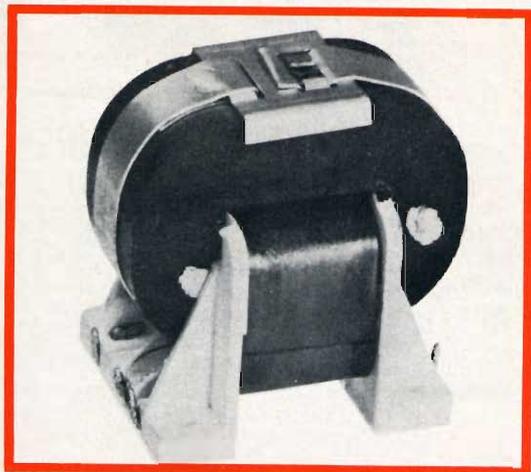


Fig. 1 - Trasformatore d'uscita di quadro AT 3513 (3122.107.31740) n. G.B.C. MT/0920-00 per i ricevitori a valvole o a transistori.

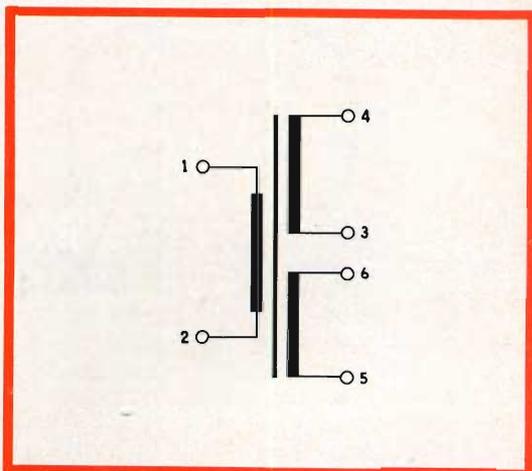


Fig. 2 - Schema elettrico per i collegamenti al trasformatore.

### Dati elettrici

#### Avvolgimento primario

Terminali di collegamento	1 e 2
Induttanza con corrente continua di 55 mA nel primario	$7,5 \text{ H} \pm 10\%$
Induttanza con corrente continua di 70 mA nel primario	$6 \text{ H} \pm 10\%$
Resistenza	$230 \Omega \pm 12\%$

#### Avvolgimento secondario

Terminali di collegamento	3 e 4
Resistenza	$9,7 \Omega \pm 12\%$

#### Avvolgimento terziario

Terminali di collegamento	5 e 6
Resistenza	$1,65 \Omega \pm 12\%$
Rapporto di trasformazione	
$\frac{N_{\text{prim.}}}{N_{\text{sec.}}}$	5,6
Rapporto di trasformazione	
$\frac{N_{\text{prim.}}}{N_{\text{terz.}}}$	3,9
Massima corrente continua nel primario	75 mA
Massima tensione di picco nel primario	1500 V

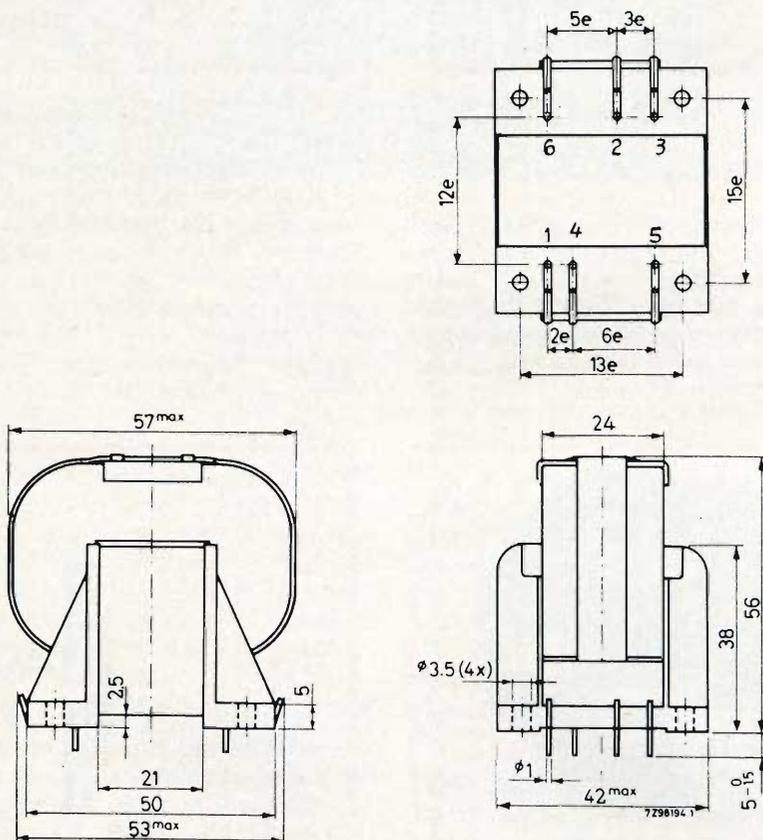


Fig. 3 - Dati d'ingombro e terminali di collegamento del trasformatore AT 3513;  $e = 2,52 \text{ mm}$  adatto per essere montato su piastra di circuito stampato con griglie di  $2,54 \text{ mm}$  (0,1") oppure con passo da  $2,5 \text{ mm}$ .

Massima temperatura ambiente 70 °C

In fig. 4 è riportato il circuito d'impiego del trasformatore AT 3513 (3122.107.31740).

Dati di funzionamento della P(C)L 85 nel circuito d'impiego di fig. 4

Tensione di alimentazione 230 V

Tensione anodica di picco <sup>1)</sup> 840 V

Tensione anodica di fine scansione <sup>1)</sup> 85 V

Corrente anodica di picco 160 mA

Corrente anodica continua 57 mA

Corrente anodica di riposo 12 mA

Dissipazione anodica 7,2 W

Dissipazione di griglia schermo 1,2 W

Varistore VDR<sub>1</sub> 1 W a disco, 330 V (2322.553.03541)

Varistore VDR<sub>2</sub> 0,7 W a bastoncino, 910 V (2322.564.90014)

1) Rispetto al telaio.

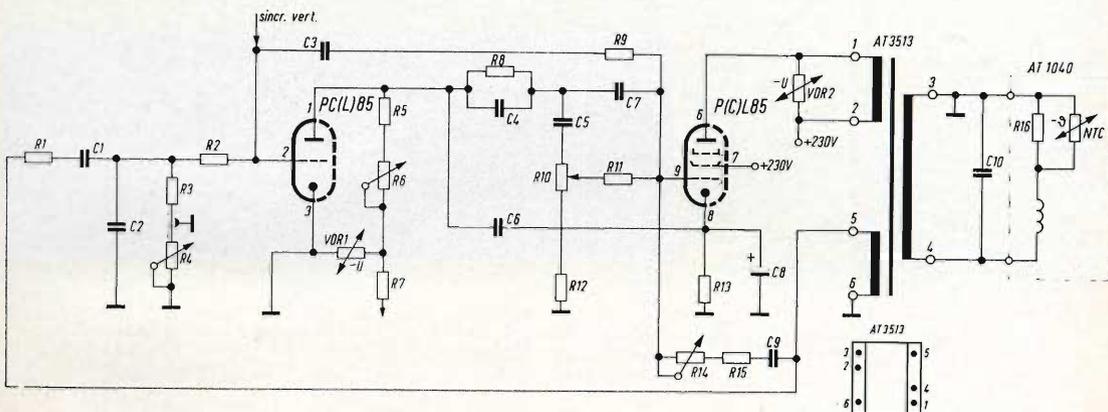


Fig. 4 - Circuito d'impiego del trasformatore d'uscita di quadro AT 3513 per valvole.

ELENCO COMPONENTI		Condensatori
<b>Resistori</b>	$R_8 = 180 \text{ k}\Omega$ $R_9 = 10 \text{ M}\Omega$ $R_{10} = 1 \text{ M}\Omega$ $R_{11} = 390 \text{ k}\Omega$ $R_{12} = 56 \text{ k}\Omega$ $R_{13} = 330 \Omega$ $R_{14} = 50 \text{ k}\Omega$ $R_{15} = 27 \text{ k}\Omega$ $R_{16} = 15 \Omega$ $VDR_1 = 2322.553.03541$ $VDR_2 = 2322.564.90014$ $NTC = 33 \Omega$	$C_1 = 10 \text{ nF}$ $C_2 = 10 \text{ nF}$ $C_3 = 220 \text{ nF}$ $C_4 = 10 \text{ nF}$ $C_5 = 100 \text{ nF}$ $C_6 = 33 \text{ nF}$ $C_7 = 100 \text{ nF}$ $C_8 = 250 \mu\text{F}$ $C_9 = 27 \text{ nF}$ $C_{10} = 10 \text{ nF}$

Visto il successo riscontrato della descrizione della scatola di montaggio del televisore da 11', apparsa sui fascicoli 9-10/1968, Sperimentare è lieta di annunciare che nei prossimi numeri pubblicherà, in collaborazione con la G.B.C. Italiana, una nuova scatola di montaggio di un televisore da 23".

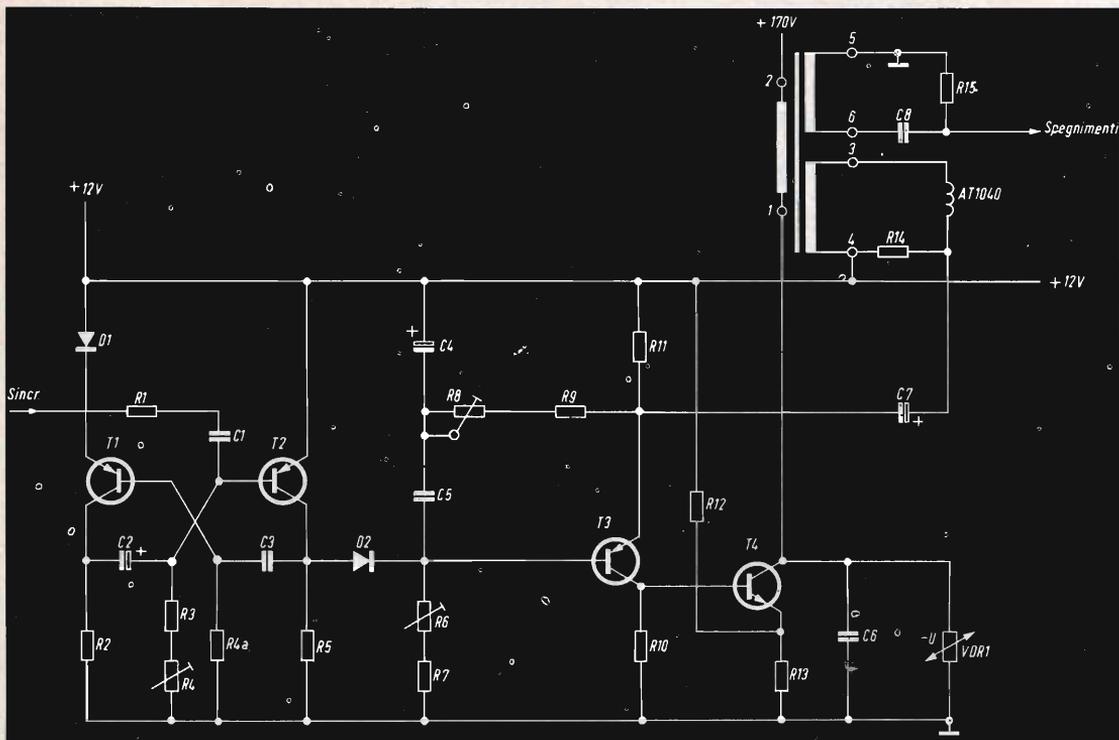


Fig. 5 - Circuito del trasformatore d'uscita di quadro AT 3513 per transistori.

ELENCO COMPONENTI			
<b>Resistori</b>	$R_1 = 680 \Omega$ $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_3 = 39 \text{ k}\Omega$ $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$ $R_{4a} = 5,6 \text{ k}\Omega$ $R_5 = 1 \text{ k}\Omega, 1/4 \text{ W}$ $R_6 = 22 \text{ k}\Omega$ $R_7 = 39 \text{ k}\Omega$ $R_8 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_9 = 220 \Omega$ $R_{10} = 560 \Omega$	$R_{11} = 100 \Omega$ $R_{12} = 470 \Omega$ $R_{13} = 39 \Omega - 1/2 \text{ W}$ $R_{14} = 2,7 \Omega$ $R_{15} = 2322.555.03501$	$C_6 = 3,3 \text{ nF}, 800 \text{ V}$ $C_7 = 160 \mu\text{F}, 2,5 \text{ V}$ $C_8 = 56 \text{ nF}$
		<b>Condensatori</b>	<b>Diodi</b>
	$C_1 = 150 \text{ nF}$ $C_2 = 1,6 \mu\text{F}, 25 \text{ V}$ $C_3 = 150 \text{ nF}$ $C_4 = 125 \mu\text{F}, 4 \text{ V}$ $C_5 = 2,2 \mu\text{F}$		$D_1 = \text{BA } 100$ $D_2 = \text{BA } 148$
		<b>Transistori</b>	
		$T_1 = \text{BC } 178$ $T_2 = \text{BC } 178$ $T_3 = \text{BC } 178 \text{ b}$ $T_4 = \text{BD } 144$	

**L**a società giapponese TOSHIBA sta progettando un apparecchio radio a forma di orologio da polso. Pur nella sua minuscola esecuzione, esso presenta delle caratteristiche interessanti. La sintonizzazione avviene per mezzo di un paio di diodi a capacità variabile.

La medesima società ha in progetto anche un televisore « tascabile », con otto circuiti integrati, che dovrebbe apparire nella primavera prossima.

# UNITÀ DI CONTROLLO DELLA LINEARITÀ

## AT 4042/02

**NUOVI COMPONENTI**

Questa unità è stata progettata per essere impiegata nei televisori con deflessione sia a valvole che a transistor sia per il bianco e nero che per il colore. Serve per mettere a punto la linearità della scansione orizzontale. Nei televisori in bianco e nero può essere usata con l'unità di deflessione **AT 1040** (3122.107.31380) n. G.B.C. MG/2010-00 e con il trasformatore

d'uscita di riga **AT 2036** (3122.108.32410).

Quest'unità è formata da una bobina avvolta su un nucleo di ferroxcube e da tre magneti di ferroxdure. Uno di questi magneti è posto intorno al nucleo di ferroxcube sopra la bobina. L'altro ha la forma di un semianello ed è posto intorno al nucleo di ferroxcube sotto la bobina. Il terzo magnete è cilindrico ed è serrato,

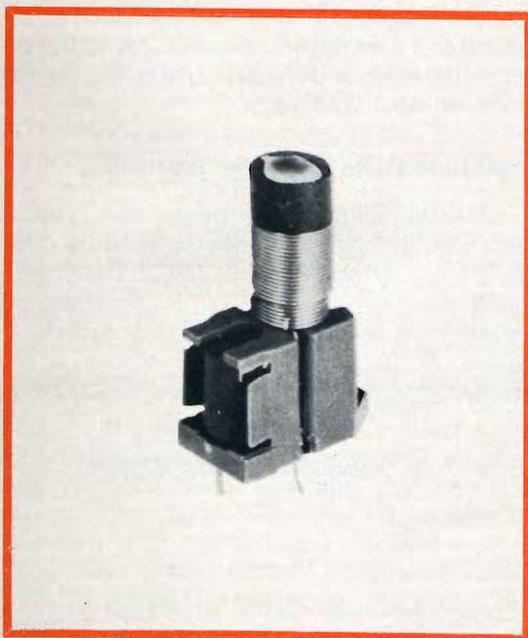


Fig. 1 - Regolatore di linearità AT 4042/02 e collegamenti elettrici.

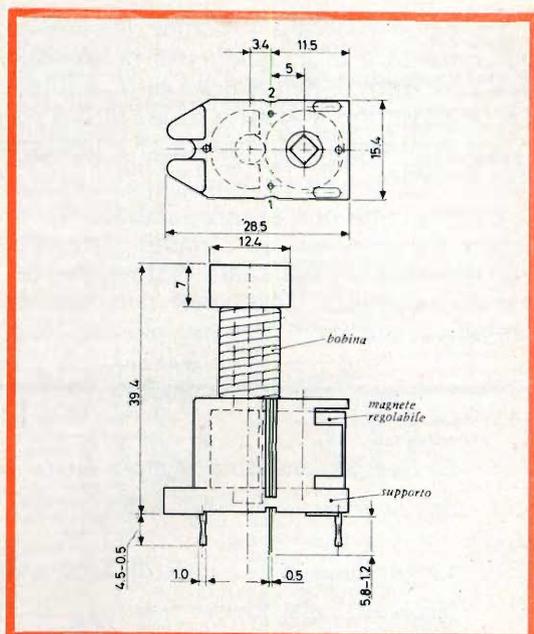


Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro del regolatore di linearità AT 4042/02 n. G.B.C. MG/0598-04.

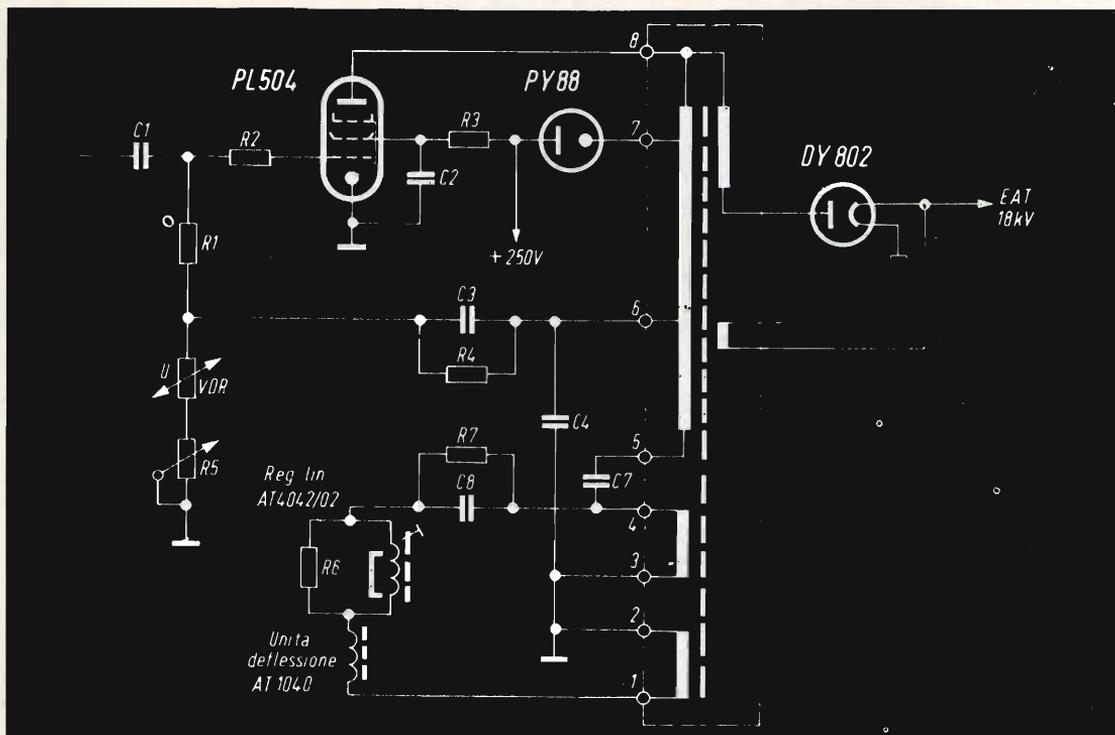


Fig. 3 - Circuito d'impiego del regolatore di linearità AT 4042/02.

parallelamente al nucleo di ferrocube, contro il magnete a semianello.

Per poter regolare il campo magnetico polarizzante e di conseguenza la linearità della corrente di deflessione di riga, il magnete cilindrico è munito di un foro a sezione quadrata che permette di effettuare la rotazione.

Questa unità può essere montata sia su telaio metallico che su circuito stampato. Per impedire un'eventuale distorsione del campo magnetico, qualsiasi componente metallico non deve trovarsi più vicino di

3 mm ai magneti del regolatore. Per impedire fenomeni di oscillazione deve essere collegato in parallelo alla bobina un resistore a carbone. Il valore di quest'ultimo dipenderà dal particolare trasformatore di riga impiegato.

#### Caratteristiche tecniche particolari

Quando nella bobina passa una corrente a dente di sega (senza correzione a S) di  $2,8 A_{pp}$  (frequenza = 15.625 Hz e rapporto di ritorno = 18%), la tensione di correzione è regolabile tra 15 V e 26 V.

E' deceduta immaturamente a Roma la Signora Rosa Romanello Mauri, consorte del Direttore delle filiali G.B.C.

La Direzione di Selezione di Tecnica Radio-TV, i Redattori, i Tecnici e tutti i collaboratori della Rivista esprimono al signor Romanello le più sentite ed affettuose condoglianze in quest'ora dolorosa.

# L'amplicatore differenziale

L'attuale tendenza alla miniaturizzazione dei circuiti ha ravvivato l'interesse per l'amplicatore differenziale: un circuito stabile in grado di fornire guadagno elevato, insensibile alle variazioni nell'alimentazione, facile da controllare, utile dalla c.c. fino a centinaia di MHz.

**L'**amplicatore differenziale, sia costituito da componenti discreti che parte di un circuito integrato, si può ritenere uno dei circuiti base della elettronica più avanzata; il suo funzionamento è facile da capire e le sue applicazioni sono estremamente numerose.

Il nome di « amplicatore differenziale » è dovuto alla proprietà del circuito che fornisce uno o due segnali di uscita proporzionali alla differenza tra i due segnali di ingresso. Il circuito fondamentale è mostrato in figura 1; ci sono più modi di usarlo: con uno o due ingressi combinati con uno o due uscite; le due uscite sono sempre esattamente sfasate di  $180^\circ$  una rispetto all'altra; se un ingresso è a massa il circuito si comporta come un normale amplicatore. Il circuito è essenzialmente costituito da due transistor, con gli emettitori collegati insieme e alimentati da una sorgente di corrente  $I_E$ ; sui due collettori sono presenti le resistenze di carico  $R_L$ . Le condizioni da rispettare per il funzionamento sono mi-

nime: la tensione di alimentazione positiva (+ D.C.) può assumere un'ampia gamma di valori, purché superiori alla caduta di tensione  $I_E R_L$ ; la corrente di alimentazione  $I_E$  deve essere il più possibile costante e indipendente dalle variazioni di tensione sulle basi e sugli emettitori dei transistor.

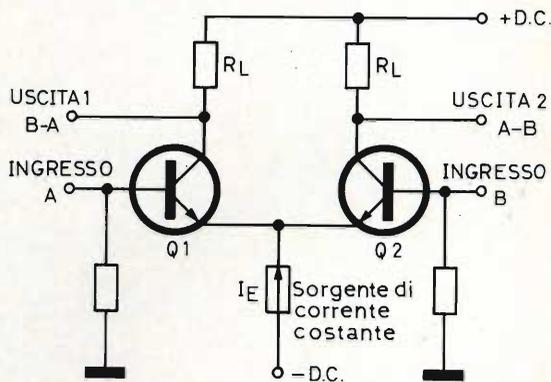


Fig. 1 - Schema fondamentale dell'amplicatore differenziale.

Prima di procedere oltre facciamo presente che tutti gli schemi descritti sono realizzabili sia con transistor NPN che PNP; qui per comodità si sono usati transistor NPN, ma le modifiche per i PNP sono ovvie.

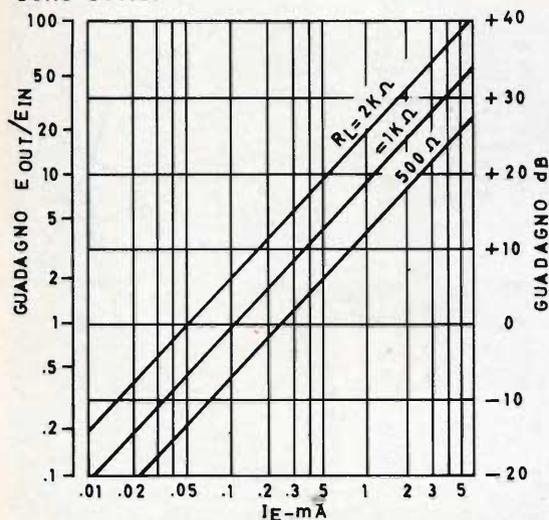


Fig. 2a) - Curve di guadagno per un amplificatore differenziale a basso livello, di tipo «single-ended».

Un segnale che giunge all'ingresso A passa attraverso Q1 collegato a emitter-follower e attraverso Q2 con base a massa per arrivare all'uscita 2; Q1 adatta il segnale alla bassa impedenza di ingresso di Q2 il quale fornisce il guadagno di tensione. Un segnale proveniente dall'ingresso B attraversa Q2 e giunge all'uscita 2 amplificato e invertito di fase. Perciò **all'uscita 2 compare amplificata la differenza (A - B).**

In maniera del tutto simile (il comportamento è simmetrico) all'uscita 1 compare amplificata la differenza B-A, in quanto qui il segnale A è invertito da Q1 mentre B non è invertito. Le principali caratteristiche di questo circuito sono evidenti: il guadagno può essere reso stabile, indipendentemente dalle variazioni del  $\beta$  di ciascun transistor, con una appropriata scelta dei componenti. La sorgente di corrente influisce in qualche modo sul guadagno per stadio e costituisce perciò un efficace dispositivo di controllo.

Poiché il circuito non comprende ingombranti elementi capacitivi, le sue dimensioni possono essere estremamente ridotte, tanto che l'amplificatore differen-

ziale è diventato parte fondamentale di molti circuiti integrati.

Se il funzionamento avviene con uscite «bilanciate», ogni rumore o variazione presente nella tensione di alimentazione dovrebbe influire identicamente su en-

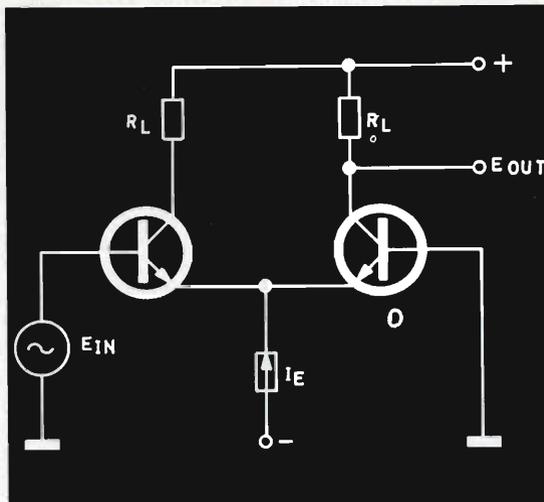


Fig. 2b) - Il circuito «single-ended» relativo alle curve di figura 2a.

trambe le uscite, ma in realtà il segnale di uscita collettore-collettore non vedrà questa variazione; cioè il segnale d'uscita sarà privo di rumore o ronzii, con grande vantaggio nella applicazione a basso rumore e a basso livello.

La sorgente di corrente deve fornire sempre una quantità costante di corrente: essa si può ripartire in maniera diversa tra Q1 e Q2, ma il suo valore totale è costante e completamente indipendente dai segnali di ingresso e di uscita. Inoltre proprio il fatto che l'uscita è indipendente dal ronzio e dal «ripple» consente una alimentazione anche con poco filtraggio; in termini pratici ciò significa l'eliminazione di qualche grosso condensatore elettrolitico dal circuito di alimentazione, con evidente diminuzione dei costi totali.

Comunque la realizzazione di un buon amplificatore differenziale comporta anche un certo numero di difficoltà: i due transistor devono avere caratteristiche uguali e lavorare alla stessa temperatura. La sorgente di corrente può richiedere l'uso di un terzo transistor e di un diodo Zener, portando il numero totale dei semi-

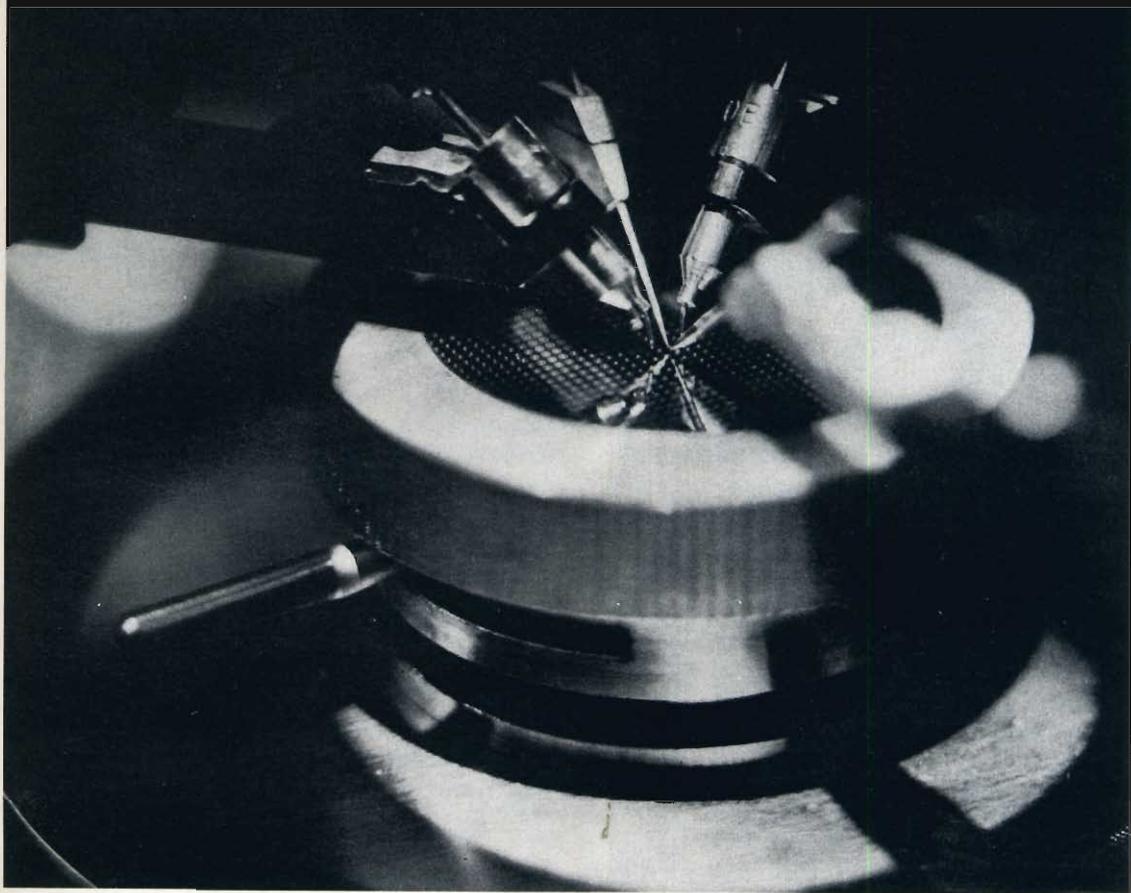
**ATES**

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A.

Via Tempesta, 2 - 20149 Milano - tel. 4695651 (4 linee) - telex 31481

## SEMICONDUTTORI

Nel suo stabilimento di Catania la ATES produce transistori Planari PNP/NPN al silicio per applicazioni in bassa e alta frequenza, transistori al silicio di potenza a base omogenea liberi da rottura secondaria, MESA, Drift di potenza e in genere ogni tipo di transistore a lega di germanio



conduttori a quattro per circuito. Per questi motivi l'amplificatore differenziale non è stato molto usato in passato come amplificatore ordinario, mentre oggi i quattro semiconduttori possono costare meno dei componenti associati richiesti da un comune amplificatore ad uno stadio, e cer-

simo. Allora il guadagno di tensione è dato da  $(R_L \times I_E)/52$ , dove  $R_L$  è la resistenza di carico in  $\Omega$  ed  $I_E$  è la corrente totale di emettitore in mA; questi due soli fattori influiscono sul guadagno, rendendo il funzionamento del circuito indipendente dai parametri dei transistor.

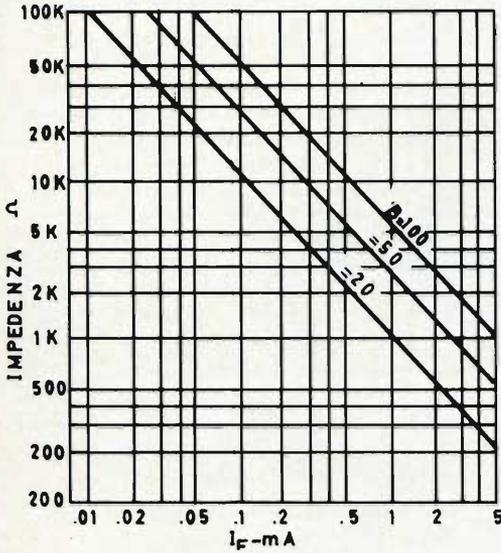


Fig. 3 - Curve dell'impedenza per un amplificatore differenziale « bilanciato ».

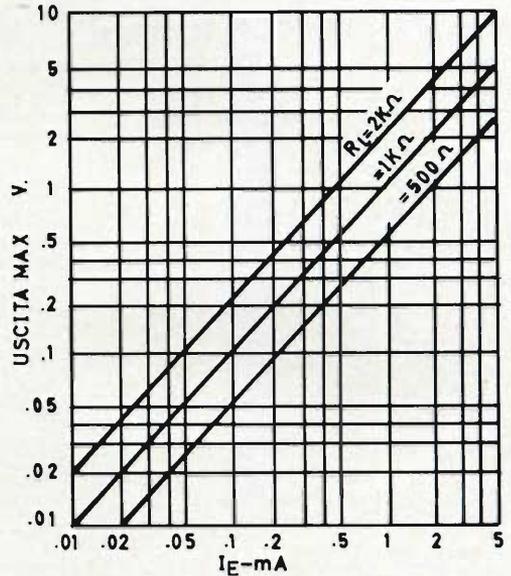


Fig. 4 - Variazioni limite nell'uscita di un amplificatore differenziale, per diversi valori di  $I_E$  ed  $R_L$ .

tamente occupano meno spazio. Inoltre negli ultimi tempi diverse case hanno cominciato a produrre a basso costo coppie di transistor adattati o « duali »; d'altra parte nelle applicazioni comuni è spesso sufficiente selezionare due transistor dello stesso tipo per ottenere buoni risultati. Questi problemi di adattamento non esistono nei circuiti integrati, proprio perché la costruzione su un unico blocco di silicio li evita del tutto.

### Curve di guadagno

L'espressione esatta del guadagno di tensione per un amplificatore differenziale è complicata da numerosi termini; solo facendo alcune ragionevoli approssimazioni essa diventa più semplice. Assumiamo che entrambi i transistor abbiano un guadagno  $\beta$  di almeno 20, che entrambi i segnali di ingresso giungano da sorgenti a bassa impedenza e che la corrente totale  $I_E$  sia di pochi mA al mas-

La figura 2 a) mostra come è possibile ricavare il guadagno di un amplificatore differenziale a basso livello; in questo caso però le curve si riferiscono ad un circuito tipo « single-ended » con un ingresso a massa, come rappresentato in figura 2 b). In queste condizioni il guadagno è la metà di quanto calcolato in precedenza per il circuito bilanciato, cioè di-

$$\text{guadagno} = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{R_L I_E}{104}$$

Per esempio se è necessario un guadagno di 10 volte (20 dB) e la resistenza di collettore deve essere di 1.000  $\Omega$ , occorrerà una sorgente di corrente  $I_E$  di 1,04 mA, cioè in pratica 1 mA.

E' interessante anche notare cosa succede se si riduce la corrente totale  $I_E$  da 5 mA a 0,05 mA. Con un carico di 500  $\Omega$  il guadagno cade da circa 27 dB a circa - 12 dB, cioè nell'ultimo caso il segna-

le di uscita è più piccolo del segnale di ingresso, quindi il circuito si comporta come un attenuatore piuttosto che come un amplificatore. Semplicemente variando la corrente totale di emittitore si può variare il guadagno dello stadio, ed **in maniera lineare**. Questa particolarità rende l'amplificatore differenziale assai adatto per l'impiego in circuiti di controllo automatico di guadagno o di volume; con un attento calcolo delle reti passive asso-

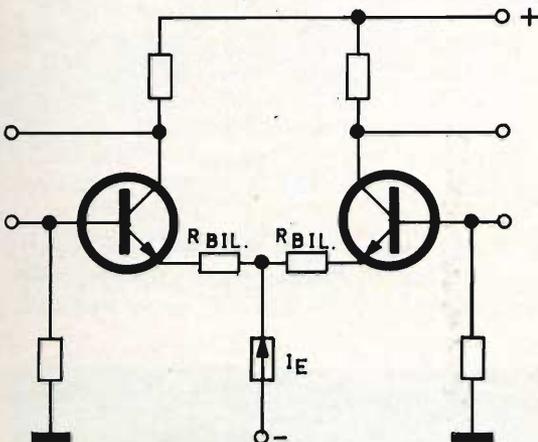


Fig. 5 - L'uso di resistori di bilanciamento sugli emittitori può compensare una differenza nelle caratteristiche dei transistor.

ciate è possibile ottenere questo controllo senza minimamente influenzare la banda passante dell'amplificatore controllato, il che è un grande vantaggio specie nel campo delle radiofrequenze.

### Impedenza di ingresso

Per le basse frequenze e con le ipotesi assunte in precedenza per le curve di guadagno, l'impedenza di ingresso risulta data da  $(52 \times \beta) / I_E$ .

In figura 3 sono tracciate le curve di impedenza per diversi valori di  $\beta$ ; si vede che l'impedenza aumenta all'aumentare del guadagno ed al diminuire della corrente  $I_E$ . Come è noto per avere la massima accuratezza nel guadagno e per ottenere la minima interazione tra la sorgente di segnali ed il circuito in questione, occorre avere una impedenza di ingresso molto più elevata dell'impedenza della sorgente del segnale. Un rapporto di 10/1 è già sufficiente per garantire un funzio-

namento corretto. Dai grafici si vede che un'impedenza elevata si può raggiungere adottando transistor con un  $\beta$  alto e alimentando il circuito con una  $I_E$  di modesta entità.

Lo stesso scopo si può ottenere pilotando gli ingressi dell'amplificatore differenziale con transistor collegati ad « emitter follower » o addirittura con transistor ad effetto di campo. Un esempio di questa applicazione è costituito dai più recenti tipi di voltmetri elettronici.

### Limiti di lavoro

In assenza di segnali di ingresso ciascun transistor assorbe metà della corrente  $I_E$ . Appena un ingresso riceve un segnale positivo il transistor corrispondente conduce più corrente, perciò rimane meno corrente a disposizione del secondo transistor. La somma delle correnti assorbite da entrambi i transistor deve sempre essere uguale a  $I_E$ . Può succedere che a causa di un segnale di comando di notevole ampiezza, un transistor sia portato ad assorbire tutta la corrente disponibile, mentre l'altro non conduce assolutamente. In queste condizioni il segnale di uscita ha la massima variazione possibile, che è uguale a  $I_E R_L$ .

Anche se il segnale di comando è più ampio del necessario, l'amplificatore differenziale limita la variazione di uscita a  $I_E R_L$ ; le curve di figura 4 consentono di determinare le variazioni limiti in uscita per diversi valori di  $I_E$  ed  $R_L$ . Per esempio con una resistenza di carico di 1 k $\Omega$  ed una corrente  $I_E$  di 1 mA, la massima uscita picco-picco è di 1 V.

Naturalmente se si desidera una amplificazione lineare non bisogna mai consentire un segnale di ingresso tale da portare lo stadio al limite di funzionamento; per esempio se un ingresso è pilotato da un segnale sinusoidale di ampiezza eccessiva, il segnale amplificato in uscita avrà le sommità delle curve tagliate. Questa particolarità non sempre è un inconveniente, anzi l'amplificatore differenziale può venire impiegato utilmente come limitatore o circuito di taglio; infatti il circuito ha un pregio notevole: nessuno dei due transistor va in saturazione, il che in

pratica significa tempi di recupero molto brevi data l'assenza di « storage », diversamente da quanto succede in altri casi. Inoltre l'azione di limitazione è uguale per escursioni negative o positive dell'ingresso.

Un importante impiego di queste proprietà è costituito dagli amplificatori FI autolimitanti nei ricevitori FM. I comparatori, i circuiti squadratori, i rivelatori di livello zero, sono altri circuiti che si avvantaggiano di queste proprietà limitanti simmetriche.

### Transistor adattati

Tra la base e l'emettitore di un transistor in conduzione è presente una tensione interna  $V_{BE}$ , che è soggetta a leggere variazioni secondo l'intensità della corrente di emettitore e secondo la temperatura ambiente, ma anche a variazioni intrinseche tra un campione ed un altro

stesso transistor. Per esempio usando il silicio la  $V_{BE}$  ha un valore tipico di 0,6 V; ora se consideriamo un amplificatore differenziale i cui due transistor hanno  $V_{BE}$  diverse, 0,6 V e 0,65 V, il risultato equivale ad aggiungere 0,05 V ad un ingresso. Ciò provoca certamente uno sbilanciamento nell'amplificatore e quindi maggior corrente in una resistenza di carico rispetto all'altra.

Per ottenere un circuito ben bilanciato occorre usare coppie di transistor con  $V_{BE}$  identiche, cioè coppie transistor adattati o duali che spesso sono già disposte in un unico contenitore; se i due transistor sono separati, occorre collegare meccanicamente i loro contenitori, in modo da garantire ad entrambi la stessa temperatura.

In figura 5 è rappresentato un sistema che consente di usare transistor non adattati, dove agli emettitori sono collegati

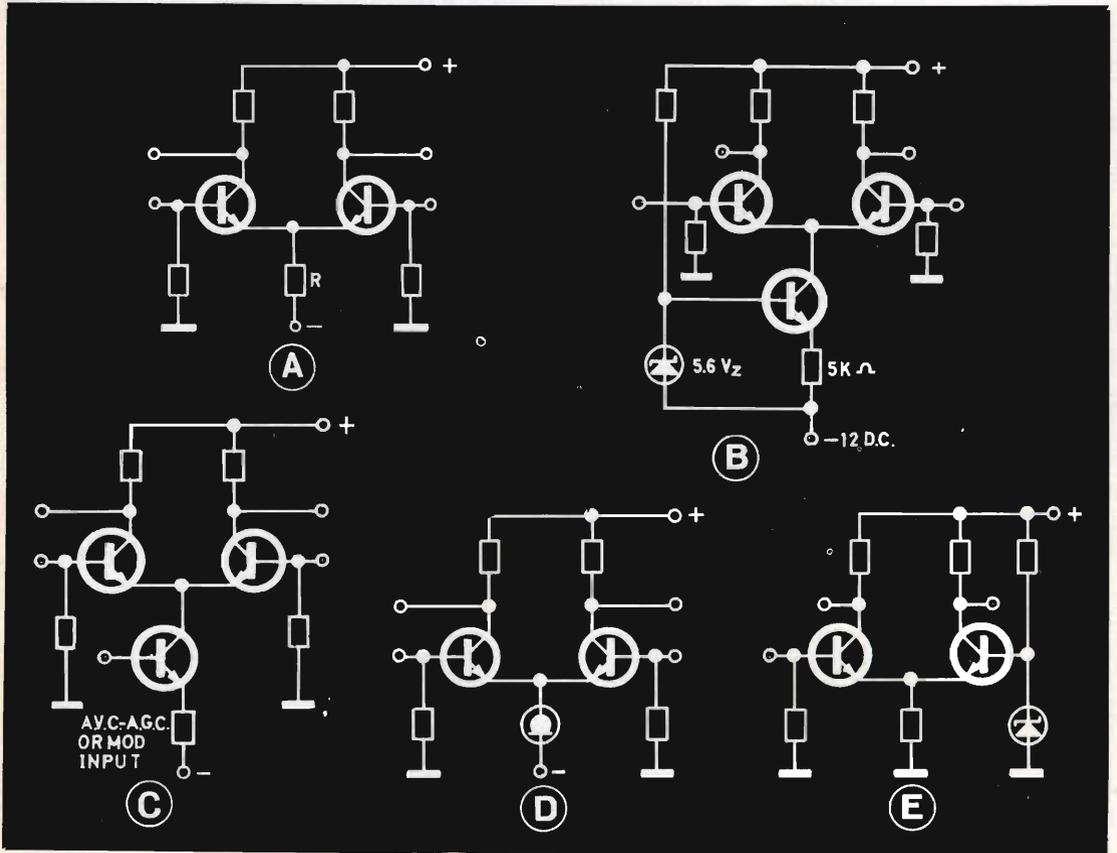


Fig. 6 - Vari metodi pratici per ottenere sorgenti di corrente costante. Le spiegazioni sono nel testo.

# 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

dei resistori di bilanciamento; questi ultimi sono scelti accuratamente in modo da compensare la diversa  $V_{BE}$  con una diversa caduta di tensione. Al posto dei due resistori in serie si può anche usare un potenziometro, la cui presa centrale va alla sorgente di corrente. In entrambi i casi la regolazione viene effettuata in assenza di segnali esterni fino ad ottenere identiche tensioni di collettore.

### Sorgenti di corrente

Un segnale che compare contemporaneamente ad entrambi gli ingressi non deve apparire all'uscita, tale segnale viene chiamato « common mode ». Il comportamento corretto in questo senso dipende essenzialmente dalla presenza di una sorgente di corrente costante; infatti, se la sorgente è tale, nessuna variazione nelle tensioni di base dei transistor può far variare la corrente assorbita e quindi non si ha alcuna variazione nella caduta di tensione sul carico.

Se non si è in queste condizioni possono capitare diversi inconvenienti, che vengono particolarmente sentiti quando l'amplificatore differenziale lavora in c.c. o con segnali di basso livello; l'importanza di avere una buona sorgente di corrente costante è dunque notevolissima.

In figura 6 sono rappresentati diversi tipi di circuiti di alimentazione; il più semplice è costituito da una tensione negativa e da un resistore (fig. 6A), ma evidentemente non dà garanzie di funzio-

namento molto buono: una variazione nella tensione degli emettitori dei transistor provoca una variazione nella corrente che attraversa R.

In figura 6 B è usato un transistor regolato da un diodo Zener per garantire una corrente costante: il diodo Zener mantiene fissa la polarizzazione di base e quindi la corrente erogata è costante anche con variazioni nella tensione di alimentazione.

In figura 6 C il transistor sorgente è comandato da un segnale di controllo, il quale permette di variare il guadagno cosicché lo stadio può lavorare come controllo automatico di guadagno.

Il circuito di figura 6 D usa un componente di nuovo tipo: il diodo a corrente costante; esso fornisce una corrente costante anche per ampie variazioni della tensione ai capi, così come il diodo Zener mantiene una tensione costante per ampie variazioni della corrente.

Vi è poi la possibilità di eliminare il segnale « common mode »; per esempio si può fissare un ingresso con uno Zener, come appare in figura 6 E.

$$\text{Infatti } Z_{in} = \frac{E_{in}}{I_{in}} = \frac{E_{out}}{R_L I_E I_{in}} \text{ ma}$$

$$\frac{E_{out}}{R_L} = I_C \quad I_{in} = I_B \text{ ed essendo } \frac{I_C}{I_B} = \beta$$

$$\text{risulta } Z_{in} = \frac{52 \beta}{I_E}$$

**E'** stato recentemente annunciato in Gran Bretagna un piano per combattere l'analfabetismo. Infatti, sebbene l'analfabetismo vero e proprio sia quasi scomparso, il problema dell'analfabetismo, di ritorno in alcuni strati sociali, è veramente preoccupante, come è stato rilevato da recenti statistiche governative.

Per queste ragioni si sta cercando di creare un gran numero di organizzazioni, che si affianchino a quelle già esistenti e funzionanti, ma che affrontino la questione con metodi nuovi e più efficaci dei precedenti.

Questi metodi sono essenzialmente del tipo audiovisivo, poichè si è ormai riscontrato che la velocità di apprendimento di qualsiasi persona, e dei bambini in particolare, aumenta in maniera notevole se tutti i sensi vengono sollecitati e si ottiene quindi la massima attenzione dell'allievo.

I nuovi metodi verranno applicati in parallelo, sia per recuperare gli analfabeti, sia per migliorare l'efficacia dell'insegnamento nei riguardi dei bambini.

I maggiori sforzi verranno inizialmente concentrati nelle regioni povere del Galles, nel Nord e nelle Isole.

# I DIODI A CAPACITÀ VARIABILE

## CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

Riportiamo in questo articolo alcuni cenni sulle principali caratteristiche dei diodi a capacità variabile; prenderemo in esame la variazione della capacità e il processo di polarizzazione degli stessi. Inoltre riportiamo due semplici circuiti di applicazione di questi diodi: un trasmettitore FM e un oscillatore con circuito CAF o comando a distanza.

**I** diodi a capacità variabile costituiscono una classe particolare dei diodi, con il loro impiego si possono realizzare numerosi dispositivi in ogni campo dell'elettronica. Come si può verificare, la maggior parte dei diodi normali possiedono una minima parte delle proprietà dei diodi a capacità variabile, cioè essi si comportano come un circuito LCR dove predomini il fattore capacitivo. Questo si ha quando il diodo è polarizzato inversamente, vale a dire quando la tensione catodica è positiva rispetto alla tensione anodica.

In fig. 1a è stato riportato il circuito equivalente a un diodo a capacità variabile polarizzato inversamente; come si può vedere il circuito è composto di due bracci collegati in parallelo, uno formato da un condensatore  $C_0$  e l'altro dalla bobina  $L$  collegata in serie con la resistenza  $R_s$  e con il condensatore  $CV$  a sua volta shuntato dalla resistenza  $R_j$ .

Prendendo in considerazione lo schema di fig. 1a, e trascurando gli elementi che hanno poca influenza su questo circuito e tenendo conto anche degli schemi equivalenti, si può arrivare ad otte-

nere i due circuiti equivalenti di fig. 1b e 1c. Come si può vedere il circuito di fig. 1b è composto dal condensatore variabile  $CV$  collegato in serie con una resistenza  $R_s$  di valore basso, mentre il

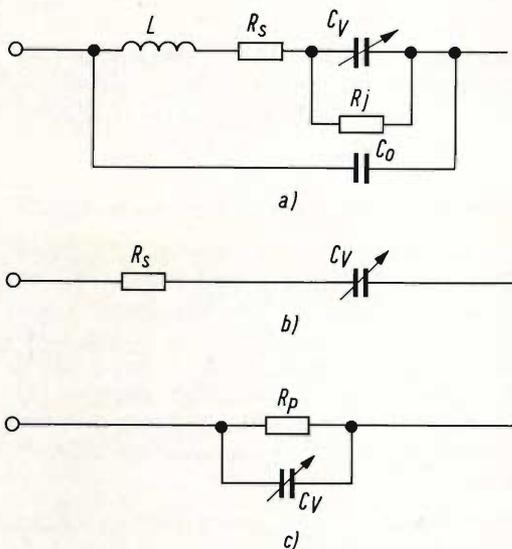


Fig. 1 - Circuiti equivalenti di un diodo a capacità variabile.

circuito di fig. 1c è composto dal condensatore variabile CV collegato in parallelo a una resistenza  $R_p$  di valore elevato.

Ricordiamo che i valori reali delle resistenze  $R_s$  e  $R_p$  sono calcolati in modo che in diverse applicazioni è possibile considerare che sussista solamente il condensatore CV in funzione della tensione di polarizzazione inversa.

Come si può facilmente notare le resistenze  $R_s$  e  $R_p$  si possono considerare

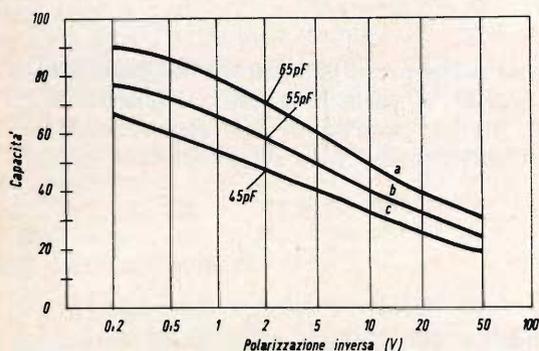


Fig. 2 - Curve caratteristiche del diodo a capacità variabile BA 119.

come resistenze di smorzamento e possono essere incorporate nelle resistenze del circuito di utilizzazione del diodo a capacità variabile.

### Variatione della capacità

In fig. 2 sono state riportate le curve caratteristiche di un diodo a capacità variabile tipo BA 119. Le tre curve riportate in figura si riferiscono a tre campioni di uno stesso tipo e permettono di constatare la dispersione delle caratteristiche. Come si può vedere, per una tensione  $V_{ka} = 2$  V la capacità può variare fra 65 e 45 pF.

Nei circuiti pratici potrà essere necessario effettuare una preregolazione della capacità oppure quando sia richiesta una precisione maggiore, sarà necessario sostituire i diodi. Mantenendo come riferi-

mento il diodo BA 119, si potrà disporre di una variazione di capacità AC dell'ordine di 40 pF con una variazione di tensione dell'ordine di 50 V.

Si possono trovare in commercio numerosi tipi di diodi a capacità variabile, alcuni dei quali possono raggiungere delle capacità anche di 500 pF o più. Le caratteristiche di funzionamento di questi diodi possono essere influenzate da diversi fattori: per esempio la tempera-

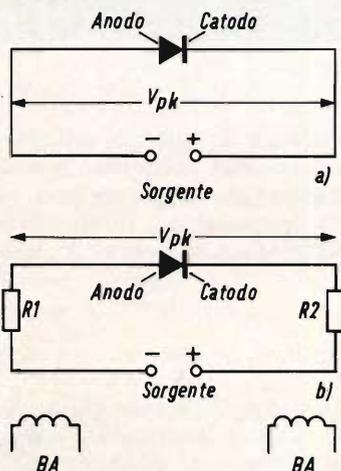


Fig. 3 - Circuiti di polarizzazione di un diodo a capacità variabile: a) circuito difettoso, b) circuito esatto.

tura modifica la capacità ai valori elevati cioè per le tensioni di  $V_{kp}$  basse.

Prendendo in considerazione il circuito di fig. 1b, si deve notare che la resistenza serie  $R_s$  ha un valore dell'ordine dell'ohm e aumenta al diminuire della tensione  $V_{kp}$ .

Per quanto riguarda il diodo, quando il condensatore è montato in un circuito di alta frequenza, si deve scegliere fra i tipi che funzionano in modo corretto alla frequenza di lavoro o nella gamma di frequenze nel caso la frequenza sia variabile.

La presenza nel circuito della resistenza  $R_s$  provoca la formazione di un coefficiente di sovratensione  $Q$ ; questo varia in funzione della tensione  $V_{kp}$  e di conseguenza varierà in senso inverso della capacità.

## Polarizzazione

La polarizzazione del diodo a capacità variabile può essere attuata per mezzo di una sorgente di tensione fissa oppure variabile.

Prendiamo ora in considerazione il circuito di fig. 3a e constatiamo che ha un funzionamento difettoso in quanto il diodo viene praticamente shuntato dalla bassa resistenza interna della sorgente di tensione.

In fig. 3b invece è stato riportato il circuito esatto, infatti il diodo viene polarizzato attraverso le resistenze  $R_1$  e  $R_2$ , che possono avere dei valori relativamente elevati, in quanto la corrente inversa di un diodo a capacità variabile è di solito inferiore a 100 nA.

Quando le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  hanno dei valori molto elevati, si può separare molto bene il diodo dalla sorgente, dal punto di vista dei segnali di alta frequenza o di bassa frequenza, mentre la tensione  $V_{kp}$  è di poco conto rispetto alla tensione della sorgente.

Dobbiamo far notare che se in un circuito, l'anodo o il catodo del diodo può essere collegato a massa, la resistenza separatrice può essere soppressa. In questo caso le resistenze possono essere sostituite dalle bobine di arresto B A.

La sorgente di tensione può essere di natura diversa; quando si ha la possibilità di far variare la capacità con l'aiuto di una tensione variabile, si trova nella maggior parte delle applicazioni, un dispositivo di regolazione del valore di  $V_{kp}$  regolabile o variabile.

In fig. 4a abbiamo riportato il circuito di regolazione regolabile realizzato utilizzando un potenziometro; la sorgente di tensione è in questo caso una batteria oppure una presa di tensione prelevata dal montaggio. Il potenziometro permette di far variare la tensione  $V_{kp}$  e di conseguenza la capacità rappresentata dal diodo D.

In fig. 5b è rappresentato un circuito la cui sorgente di tensione è data per esempio da un circuito automatico di frequenza (CAF). Un circuito discriminatore equipaggiato a diodi può fornire una

tensione variabile in relazione all'accordo esatto di un circuito L C.

Anche in questo circuito 4b, si può aggiungere, un potenziometro adatto a regolare l'ampiezza della variazione della tensione variabile.

Riportiamo ora qualche circuito di applicazione dove siano impiegati dei diodi a capacità variabile; desideriamo ricordare, a questo punto che i circuiti riportati non sono stati realizzati praticamente, ma devono essere considerati solamente come semplici realizzazioni sperimentali.

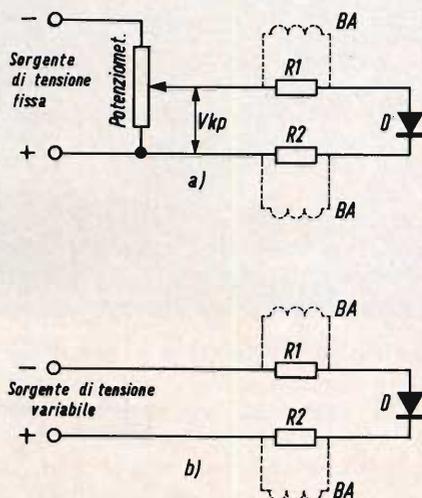


Fig. 4 - Regolazione della tensione di polarizzazione mediante potenziometro in un circuito con sorgente di tensione fissa (a) e con sorgente di tensione variabile (b).

## Semplice trasmettitore FM

In fig. 5 abbiamo riportato un circuito di principio equipaggiato di un transistor T1, di un diodo a capacità variabile D e inoltre da un microfono e da un'antenna, oltre naturalmente ai vari componenti passivi e alle due batterie che forniscono le tensioni di alimentazione necessarie per il funzionamento del circuito.

Come si può vedere il transistor T<sub>1</sub> è montato come oscillatore, il relativo circuito è formato dalla bobina L, che ha una estremità collegata al collettore e l'altra alla base che si trova collegata alla massa M. La presa centrale di que-

sta bobina viene collegata attraverso un condensatore variabile da 3 a 12 pF all'emettitore di T<sub>1</sub>. Quando questa presa è posta nella giusta posizione (questo punto si trova vicino al lato del collettore) hanno luogo le oscillazioni.

Naturalmente la frequenza di questa

polo positivo della batteria da +1,6 V e il negativo della batteria da 12,5 V.

L'emettitore del transistor T<sub>1</sub> è collegato al polo negativo della batteria B<sub>1</sub> per mezzo di una resistenza da 240 Ω e della bobina d'arresto BA<sub>1</sub> da 24 μH; si può constatare che l'emettitore è negativo

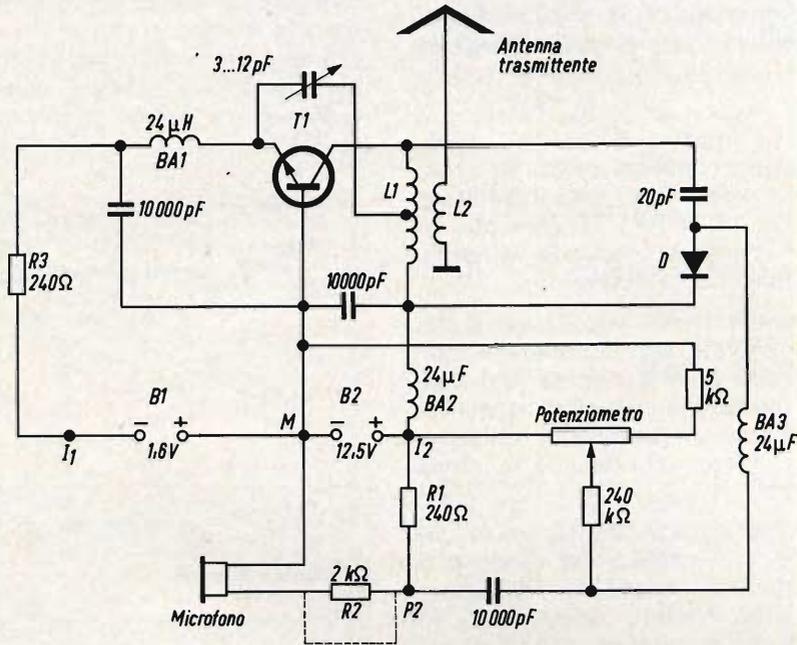


Fig. 5 - Circuiti di principio di un semplice trasmettitore FM.

oscillazione è determinata dal coefficiente di autoinduzione di L, e dal condensatore montato in parallelo a questa bobina.

Nel nostro schema di principio questa capacità è formata dal condensatore fisso da 20 pF e dal diodo a capacità variabile D, la cui capacità può essere modificata lentamente o rapidamente con l'aiuto della tensione inversa che viene ad esso applicata.

A questo punto è necessario determinare gli elementi dei circuiti di alimentazione del transistor T<sub>1</sub> (tipo N-P-N) e del diodo a capacità variabile; il catodo di questo diodo deve essere positivo rispetto all'anodo.

Come si può vedere dallo schema, la base del transistor è collegata a massa, dunque questo elettrodo è collegato a un punto comune M che si trova tra il

rispetto alla base, e la tensione V<sub>BE</sub> dipende dalla corrente di emettitore e dalla corrente di base. La bobina d'arresto BA<sub>1</sub> serve a separare, alle frequenze alte lo emettitore dal punto di massa; questo permette l'accoppiamento fra convertitore e collettore e di conseguenza si genera l'oscillazione. Sempre osservando il circuito di fig. 5 si può vedere che il punto comune di BA<sub>1</sub> e della resistenza viene disaccoppiato verso il punto M per mezzo del condensatore da 10.000 pF. Considerando ora il caso in cui la frequenza d'accordo del montaggio FM sia dell'ordine di 100 MHz (frequenza propria della gamma FM) si può calcolare la reattanza X<sub>c</sub> dalla formula:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

dove la frequenza è data da f = 10<sup>8</sup> Hz e il condensatore è C = 10<sup>4</sup> pF. Sosti-

tuendo questi valori nella formula si otterrà per  $X_c$  un valore di  $0,159 \Omega$  circa, valore piuttosto basso e quindi molto buono per un disaccoppiamento.

Collegando il positivo della batteria  $B_2$  attraverso la bobina  $L$ , e la bobina d'arresto  $BA_2$  da  $24 \mu H$  si rende positivo il collettore di  $T_1$ . In questo circuito, nel punto comune di  $L_1$  e di  $BA_2$ , si trova un secondo condensatore di disaccoppiamento, anch'esso di  $10.000 \text{ pF}$ .

12,5 V, attraverso diversi elementi aventi ciascuno un compito ben definito.

Per prima cosa, si può vedere che la bobina d'arresto  $BA_3$  di  $20 \mu H$  serve ad isolare i segnali di alta frequenza; la resistenza da  $240 \Omega$  unisce il circuito di alimentazione al cursore del potenziometro che deve avere probabilmente un valore di qualche chiloohm. Manovrando questo potenziometro si potrà scegliere il valore appropriato alla tensione inversa

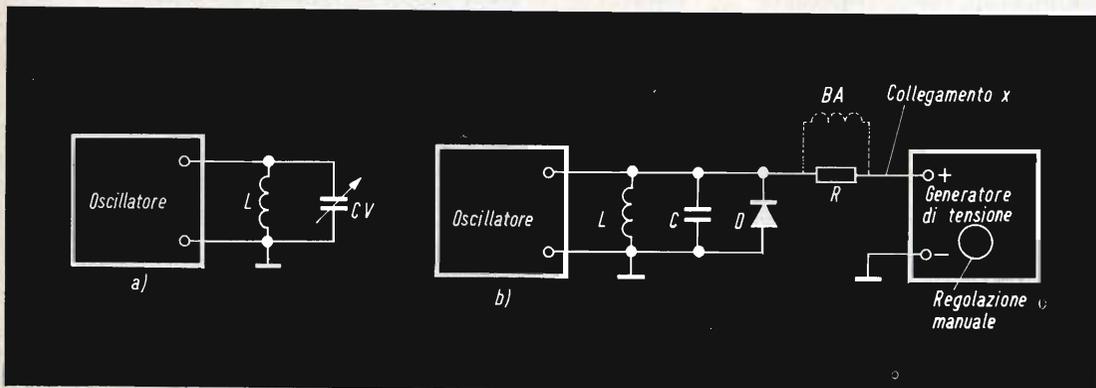


Fig. 6 - Circuiti di principio di un oscillatore con circuito CAF o a comando a distanza.

Durante il funzionamento della sezione oscillatrice, nella bobina  $L$ , si avrà un segnale di alta frequenza che può essere trasferito alla bobina d'antenna  $L_2$  collegata all'antenna trasmittente. In pratica in un circuito come quello descritto, AE è un'antenna ricevente adatta ai ricevitori FM che può essere del tipo Yagi o più semplicemente di tipo telescopico. Vogliamo ricordare a questo punto che la trasmissione su queste frequenze è vietata se non si è in possesso della relativa autorizzazione.

Ci occuperemo ora del circuito equipaggiato del diodo a capacità variabile, come si può vedere il catodo è collegato, attraverso il condensatore di disaccoppiamento da  $10.000 \text{ pF}$  alla massa  $M$ . Di conseguenza sull'anodo si formerà il segnale RF rispetto al catodo.

Dal punto di vista della RF, l'anodo è collegato al condensatore da  $20 \text{ pF}$ , mentre dal punto di vista dell'alimentazione questo stesso anodo, che deve essere negativo rispetto al catodo viene collegato al negativo della batteria  $B_2$  da

di polarizzazione  $V_{kp}$  applicata al diodo, di conseguenza si potrà ottenere la capacità necessaria per ottenere l'accordo sulla frequenza scelta.

Come conseguenza si avrà che quando l'oscillatore è in funzionamento ma non modulato, potrà essere accordato regolando il potenziometro. Una estremità di questo potenziometro è collegata al polo positivo della batteria  $B_2$ , mentre l'altra estremità è collegata attraverso una resistenza da  $5 \text{ k}\Omega$  al polo negativo della stessa batteria  $B_2$ . La resistenza da  $5 \text{ k}\Omega$  serve a limitare la variazione della tensione  $V_{kp}$  al valore necessario. A questo punto resta/da vedere come è formato il circuito di modulazione in frequenza del segnale RF ingrandito dall'oscillatore  $T_1$ .

Come è noto per modulare un segnale in frequenza, si deve far variare la frequenza al ritmo dell'ampiezza del segnale modulante. Ricordiamo che nel circuito in esame, la frequenza dipende dal valore dei due condensatori, di cui uno è fisso e ha un valore di  $20 \text{ pF}$  mentre l'altro è

variabile, costituito dal diodo D, che ha un valore dell'ordine anch'esso di 20 pF.

Ricordiamo che la capacità del diodo D dipende dalla tensione  $V_{kp}$  che viene ad esso applicata e ricavata a sua volta dalla batteria. Dosando in modo opportuno questa tensione con l'aiuto del potenziometro, si ottiene l'accordo a riposo dell'oscillatore.

Per quanto riguarda la modulazione, una tensione di bassa frequenza che si aggiungerà alla tensione di polarizzazione, verrà fornita dal dispositivo di modulazione che può essere formato nella sua realizzazione più semplice da un microfono sensibile.

Come si può vedere dal circuito di fig. 5 questo trasduttore adatto a convertire dei suoni in tensioni, viene collegato tra il punto M e l'anodo del diodo D, attraverso una resistenza da 2 k $\Omega$ , un condensatore da 10.000 pF e una bobina d'arresto BA<sub>2</sub>. La tensione di bassa frequenza viene trasmessa attraverso questi elementi, perchè BA<sub>3</sub> ha un valore che si oppone al passaggio di una corrente RF ma lascia passare una corrente BF.

In questo caso la tensione variabile di bassa frequenza viene a sommarsi alla tensione fornita dall'alimentatore, e quindi la modulazione di frequenza viene a formarsi quando si parla davanti al microfono. Il microfono, del tipo a carbone, viene alimentato dalla batteria da 12,5 V. È necessario mettere degli interruttori a una delle estremità di ciascuna fila per esempio nei punti I<sub>1</sub>-I<sub>2</sub> di modo che I<sub>1</sub>-I<sub>2</sub> funzionerà da interruttore generale che provvederà a togliere l'alimentazione del microfono. Nel caso di microfono o di altri dispositivi che non richiedono alcuna alimentazione, si dovrà interrompere il circuito in continua con l'aiuto di un condensatore da 10.000 pF o anche di valore più elevato e disponendolo, per esempio nel punto P<sub>2</sub> oppure più semplicemente eliminando la resistenza R<sub>1</sub> da 240  $\Omega$  ed eventualmente anche R<sub>2</sub> da 2 k $\Omega$  e sostituendola con un semplice collegamento.

In questo caso, il microfono potrà essere sostituito da un'altra sorgente di

bassa frequenza come per esempio da un pick-up, dalla uscita di un amplificatore BF, o dall'uscita di un generatore di bassa frequenza, ecc:

Ricordiamo che il transistor T<sub>1</sub> deve essere polarizzato in modo corretto e quindi i valori della batteria B<sub>1</sub> e della resistenza R<sub>3</sub> devono essere determinati per ogni tipo di transistor diverso in modo da ottenere il valore della tensione V<sub>BE</sub> corretto.

### Oscillatore con circuito CAF o comando a distanza

In fig. 6a abbiamo riportato un montaggio oscillatore generale, in cui la bobina di accordo è rappresentata da L e il condensatore variabile d'accordo da CV. Ricordiamo che circuiti di questo genere si possono trovare in tutti i ricevitori a variazione di frequenza sia radio che televisivi. Il circuito CAF è un dispositivo ausiliario che permette di correggere automaticamente l'accordo dell'oscillatore nel caso in cui questo accordo subisca delle variazioni. Nel circuito di fig. 6a per correggere l'accordo basta girare la manopola del condensatore variabile CV, mentre nel circuito di fig. 6b la capacità d'accordo è formata da due condensatori di cui uno fisso e l'altro formato dal diodo a capacità variabile, polarizzato inversamente dalla sorgente di tensione; si deve fare in modo che il catodo del diodo sia sempre positivo rispetto all'anodo.

Alle alte frequenze, la resistenza R o una bobina d'arresto BA, separa i due circuiti e quindi il collegamento x può avere una lunghezza qualsiasi, anche per esempio di 20 cm, 1 m, 10 m o più. Volendo realizzare un comando a distanza per la regolazione dell'accordo, sarà sufficiente prevedere nel generatore di tensione una regolazione di tensione che utilizzi, per esempio, un potenziometro come quello utilizzato nel circuito precedente.

Questo perfezionamento verrà utilizzato quando il circuito di regolazione non può essere posto sul pannello frontale dell'apparecchio alla portata dell'utilizzatore. Questa correzione può essere effettuata anche automaticamente.

(Da « Le Haut-Parleur » 1168)

In questo articolo presentiamo un semplicissimo trasmettitore FM la cui portata è dell'ordine di 100 metri. L'ascolto di questo trasmettitore è possibile grazie ad un semplice ricevitore FM. Lo scopo di questo articolo è quello di permettere, anche a coloro che hanno una scarsa o nessuna dimestichezza con le VHF, di costruirsi un efficace trasmettitore. Data la semplicità del circuito è chiaro che non si possono pretendere prestazioni eccezionali, ma solamente quelle dichiarate nell'articolo, che comunque, non sono poca cosa.

**REALIZZAZIONI  
SPERIMENTALI**

# UN SEMPLICISSIMO TRASMETTITORE FM

**S**i! Anche chi non ha alcuna pratica nella realizzazione di montaggi VHF può benissimo costruirsi questo semplicissimo trasmettitore FM. Il fatto che sia semplice però non vuol dire che offra modeste prestazioni visto che ha una portata di un centinaio di metri. Il circuito è stato studiato appositamente per tutti quei lettori giovanissimi, e non più giovani che ci hanno scritto chiedendoci lo schema di un trasmettitore FM che, ad un costo davvero economico unisse una estrema semplicità di montaggio e minime misure di ingombro.

Noi pensiamo, anzi siamo certi, che questa realizzazione incontrerà il favore di tutti, dallo sperimentatore più critico, ai non pochi aspiranti agenti segreti e perché no, anche di tutti coloro che, sposati con prole, desiderosi di fare un gradito regalo alla moglie, costruiranno questo apparecchietto che ben si presta anche come baby sitter segnalando tempestivamente quando il neonato piange. Se qualcuno poi volesse impiegarlo per qualche giochetto o scherzetto durante feste o ricevimenti esso è adatto anche a questo scopo. Le applicazioni quindi sono più che

numerose, limitate solo dalla fantasia dei lettori potendosi usare anche come interfonico ad una linea, come utile ausilio per presentatori, come antifurto a distanza eccetera.

Questo trasmettitore impiega in tutto una decina di componenti tra i quali l'elemento più costoso, si fa per dire, è il microfono o l'altoparlante a seconda del gusto personale.

## DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico appare in figura 1 e se ne nota subito la grande semplicità.

Il cuore del complessino è costituito da due transistor: economici e di facile reperibilità. Infatti, per la parte oscillatrice viene usato il più che famoso ed economico AF 115, sostituibile anche col tipo AF 125, e per la parte BF l'altrettanto famoso ed economicissimo AC 126.

Il circuito oscillatore è del tipo classico. In esso il resistore R2 da 150  $\Omega$  è inserito nel circuito di emettitore al fine di permettere una buona stabilizzazione termica dell'insieme.

Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

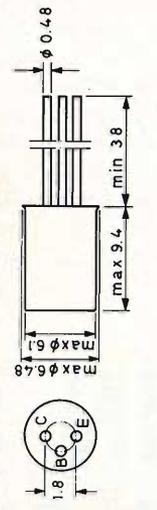
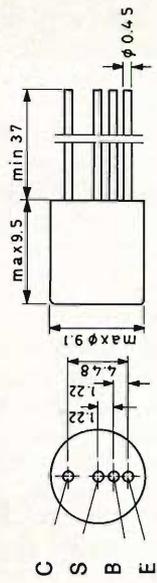
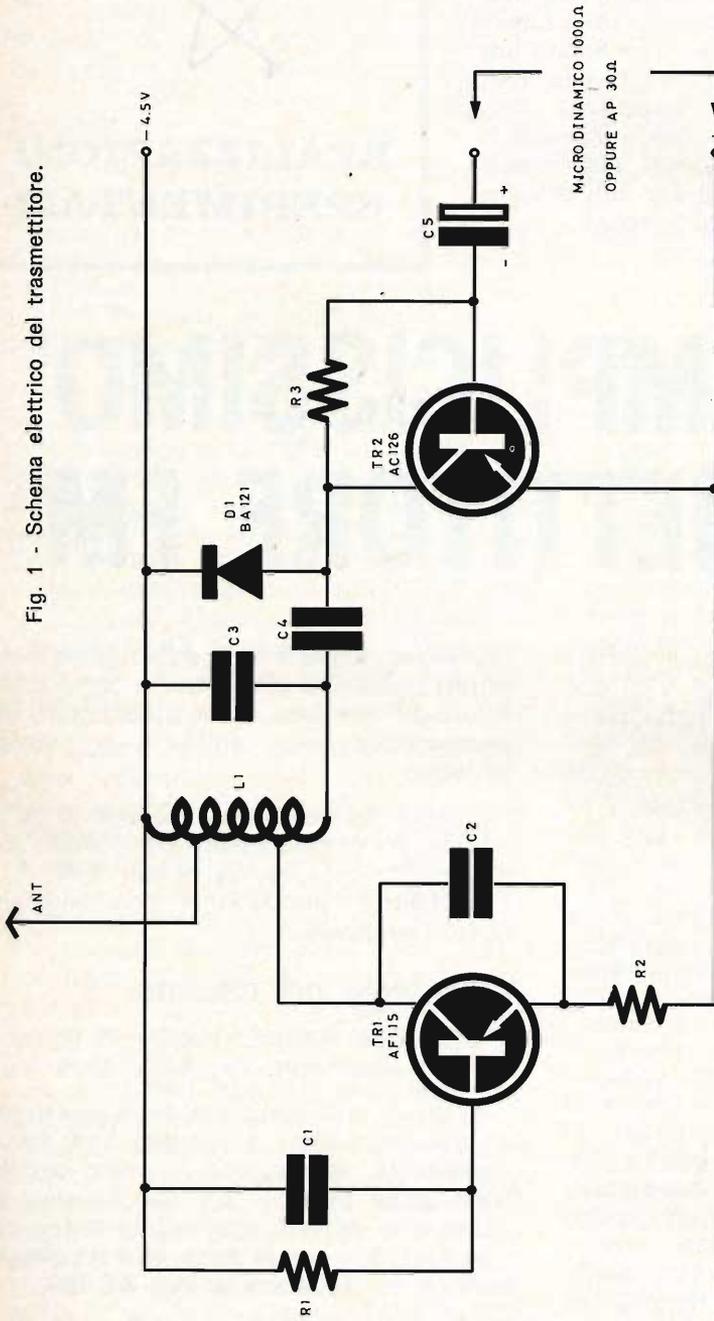


Fig. 2 - A sinistra: rappresentazione schematica del transistor AF115; S rappresenta il terminale dello schermo collegato all'involucro metallico. A destra: rappresentazione schematica del transistor AC126; il punto rosso indica il terminale del collettore.

## ELENCO COMPONENTI

DESCRIZIONE		Numero di Codice G.B.C.
Ant	vedi testo	—
R1	resistore da 100 k $\Omega$ - 1/4 W - 5%	DR/0182-35
R2	resistore da 150 $\Omega$ - 1/4 W - 5%	DR/0180-99
R3	resistore da 220 k $\Omega$ - 1/4 W - 5%	DR/0182-51
C1	condensatore ceramico a disco da 10 nF	BB/1464-10
C2	condensatore ceramico a disco da 10 pF	BB/1450-10
C3	condensatore ceramico a disco da 8,2 pF - vedi testo	BB/1450-08
C4	condensatore ceramico a disco da 2,2 pF	BB/1510-00
C5	condensatore elettrolitico da 10 $\mu$ F - 6 VL	BB/3310-20
L1	vedi testo	—
TR1	transistor AF115	—
TR2	transistor AC126	—
D1	diodo varicap BA121 3 - pile miniatura da 1,5 V in serie	II/0722-00
AL	vedi testo	—

Un secondo resistore R1 da 100  $\Omega$  ha lo scopo di polarizzare la base del TR1 ed è a sua volta disaccoppiato dal condensatore C1 da 10 nF.

Le oscillazioni vengono mantenute in efficienza dal condensatore C2 da 10 pF posto fra l'emettitore ed il collettore del TR1, e raccolte dalla bobina S1.

Detto della parte oscillatrice, vediamo ora il circuito BF che è altrettanto semplice. In esso, un condensatore elettrolitico da 10  $\mu$ F, C5, permette il collegamento tra il microfono dinamico e il transistor TR2; la base di quest'ultimo è polarizzata dal resistore R3 da 220 k $\Omega$ .

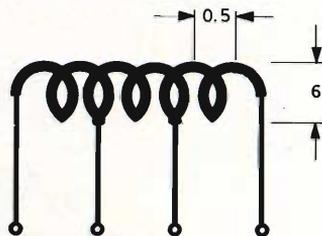


Fig. 3 - Dati costruttivi della bobina L1.

Un particolare degno di nota è dato dal diodo varicap BA 121, sostituibile anche dal tipo BA 102, che funge da resistenza di carico per il collettore del TR2; variando la capacità di questo diodo, che varia con la modulazione BF che gli è applicata, si ottiene la modulazione di frequenza.

A questo punto è necessario parlare della bobina L1 che è l'unico componente che va autocostituito. La sua realizzazione non presenta difficoltà di sorta essendo costituita, come si vede in figura 3, da 6 spire di rame stagnato del diametro di 1 mm, avvolte su di un supporto del diametro di 6 mm, con una spaziatura tra le spire di circa 0,5 mm. Le prese sono poste a 2 spire dal lato massa per l'antenna ed a due spire dal lato caldo per il collettore del TR1.

Come antenna si può benissimo usare 5 al massimo 10 cm dello stesso filo utilizzato per la L1.

La ricezione di questo trasmettitore si attua tramite qualsiasi ricevitore del commercio dotato della gamma FM, sia esso alimentato in corrente continua oppure in corrente alternata.

È da notare inoltre che se la frequenza di trasmissione coincide con una stazione RAI è bene ritoccare leggermente la spaziatura fra le spire di L1.

Lo stesso risultato si può ottenere variando il valore di C3; va detto comunque che per un valore come quello da noi indicato per C3 e con una spaziatura tra le spire di L1 come detto sopra, la frequenza di trasmissione che abbiamo ottenuto è stata di 101 MHz; niente vieta comunque di variare la frequenza in più o in meno come ciascuno preferisce.

È bene che siano corte il più possibile e particolare cura dovrà essere posta nelle saldature; niente di trascendentale comunque basta fare un po' d'attenzione. Per un montaggio micro miniatura è bene usare le resistenze da noi citate nell'elenco materiali, anzi, sconsigliamo la sostituzione delle parti con altre ritenute equivalenti, ma di diverse dimensioni e caratteristiche.

Per l'alimentazione è bene impiegare 3 pile microminiatura Hellesens da 1,5 V poste in serie. Come abbiamo già detto,

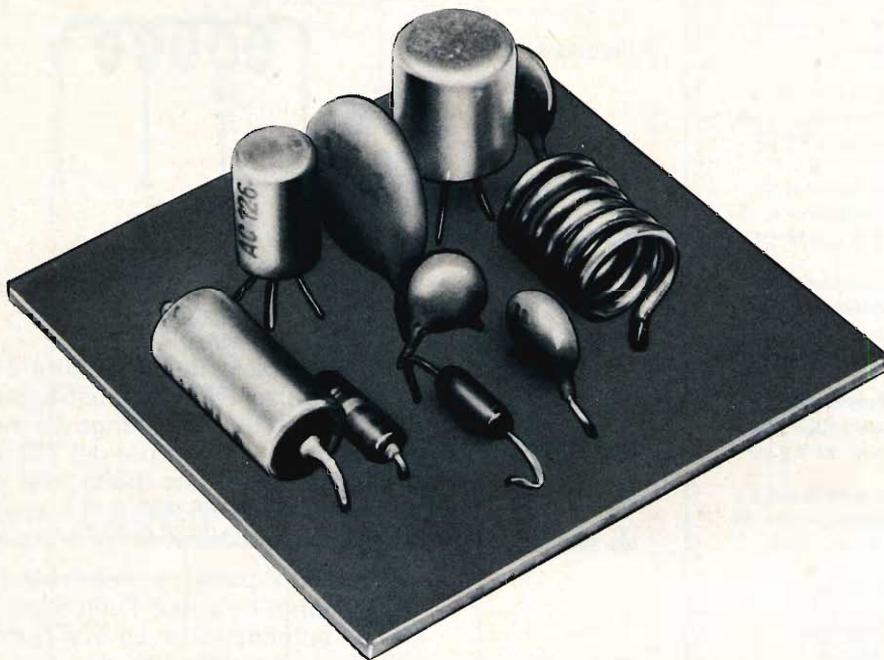


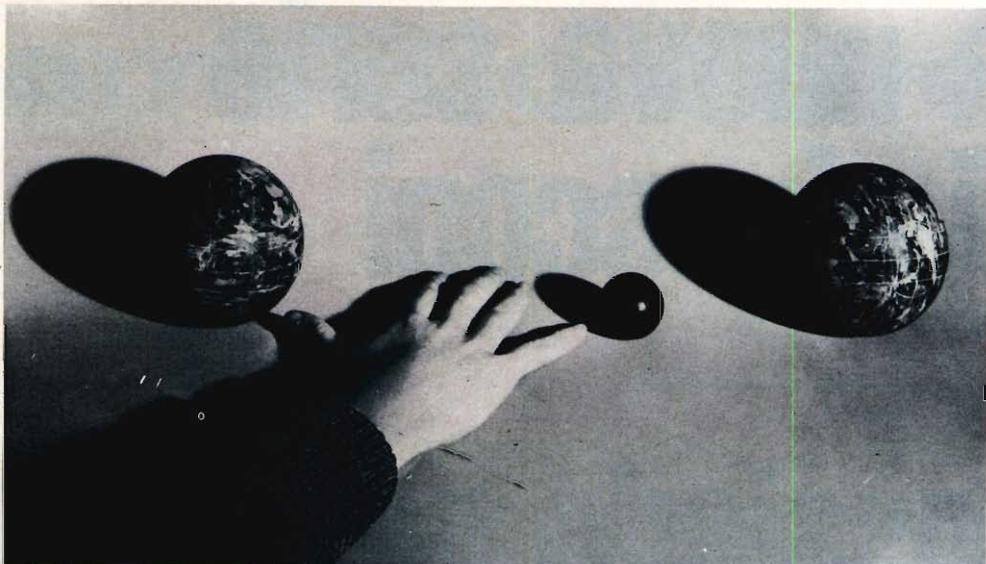
Fig. 4 - Aspetto del trasmettitore montato.

Come si vede dalla fotografia di figura 4, il montaggio è semplice e razionale. La disposizione da noi illustrata non è affatto critica, ma è bene che, specialmente i principianti, vi si attengano scrupolosamente; chi comunque si sente in grado di variarla può farlo a suo piacimento.

Il tutto può essere sistemato su di una basetta perforata, o meglio su di un circuito stampato; l'una o l'altra delle soluzioni comunque garantiscono egualmente un buon funzionamento. Le connessioni

la portata di questo trasmettitore è di circa 100 metri in assenza di ostacoli, se invece ne esistono essa si riduce leggermente, ma comunque è sempre più che sufficiente per gli scopi per i quali è stato progettato.

Un'ultima raccomandazione che vogliamo fare è quella di controllare la polarità del C5 prima di saldarlo ed inoltre fare molta attenzione a non invertire i terminali dei transistor e la polarità delle pile. Buon lavoro!



## Perché accontentarsi di misure approssimative?

Su un campo di bocce può ancora andare, ma nel lavoro, qualunque sia non si può fare a meno di misure precise e sicure.

L'analizzatore 3200 della FACE STANDARD consente da solo di effettuare con semplicità e precisione misure di tensioni, correnti e resistenze ed è lo strumento ideale per elettricisti, riparatori radio-TV, ecc.

Formato ridotto e robusto, quadrante ampio e di facile lettura, precisione e durata eccezionali grazie alla protezione del galvanometro a bobina mobile contro i brevi sovraccarichi.

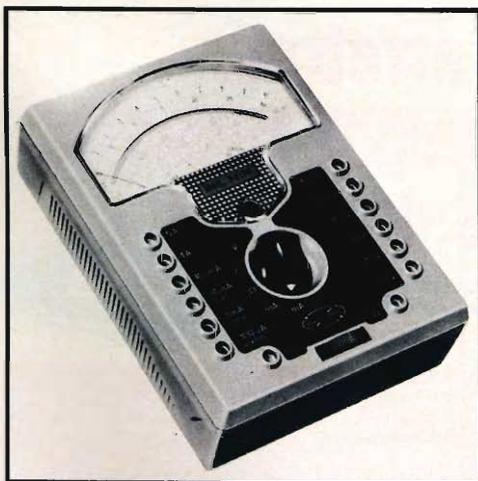
Viene fornito corredato di cordoni, libretto di istruzioni e garanzia di un anno.

### Misure eseguibili:

Tensioni e correnti continue, tensioni e correnti alternate, resistenze, livelli.

### CARATTERISTICHE TECNICHE

- Tensione:** 1,5 V c.c.; 3-10-30-100-300-1000 V c.c. e c.a.  
**Sensibilità:** 20.000 ohm/V c.c. e c.a.  
**Correnti:** 100  $\mu$ A c.c. 1-10-100 mA; 1-5 A c.c. e c.a.  
**Precisione:**  $\pm 1,5\%$  c.c.;  $\pm 2,5\%$  c.a.  
**Resistenze:** 5 ohm  $\div$  10 Mohm in 3 gamme.  
**Livelli:** da  $-10$  a  $+52$  dB.  
**Accessori:** sonda AT, pinza amperometrica, astuccio di cuoio.



Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni  
Elettriche - Standard - S.p.A.  
20158 Milano, Viale L. Bodio 33 - Tel. 37.72

# FACE STANDARD

# la nuova serie di cinescopi autoprotetti

**PHILIPS**



# possiede queste interessanti caratteristiche:

**fascia di protezione arretrata  
schermo piatto con angoli squadrati  
rapporto immagine 3:4.**

I cinescopi di questa serie completata dai tipi già noti da 19" (A47-26 W) e da 23" (A59-23 W) consentono la soluzione estetica « push-through » e soddisfano a tutte le prescrizioni di sicurezza antimplosione

#### DATI TECNICI RIASSUNTIVI

Tipo	Diagonale schermo (cm)	Angolo deflessione (°)	Lunghezza compless. (mm)	Lunghezza collo (mm)	Diametro collo (mm)	Trasmissione luce %	Dati accensione del filamento
A28-14W	28 (11")	90	245	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A31-20W	31 (12")	90	272	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A44-120W	44 (17")	110	284,5	110	28,6	48	6,3 V; 300 mA
A50-120W	50 (20")	110	312,5	110	28,6	45	6,3 V; 300 mA
A61-120W	61 (24")	110	362	110	28,6	43	6,3 V; 300 mA

# amplificatore stereo

**NUOVI  
PRODOTTI**



## 24 W

**za 0805-00**

Amplificatore dalla linea estetica classica, arricchisce gli ambienti e si accorda a qualsiasi arredamento.

Interessante per i criteri d'impostazione che lo hanno voluto:

**VERSATILE**

**PRATICO**

**COMPLETO**

è l'amplificatore ideale per qualsiasi impianto di piccola potenza.

## DATI TECNICI

### POTENZA

12 + 12 W di picco

### RISPOSTA DI FREQUENZA

20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB

### IMPEDENZA DI USCITA

8 Ω

### DISTORSIONE

0,5 %

### SENSIBILITA' INGRESSO FONO PIEZO

250 mV su 1 MΩ

### SENSIBILITA' INGRESSO AUX

250 mV su 47 kΩ

## TONI ALTI

20 dB di variazione

## TONI BASSI

20 dB di variazione

## COMANDI

Acuti, Volume, Bilanciamento, Bassi, Aux-Fono, Mono-Stereo, Cuffia, Interruttore

## USCITE

Registratore, Cuffia e Altoparlanti

## ALIMENTAZIONE

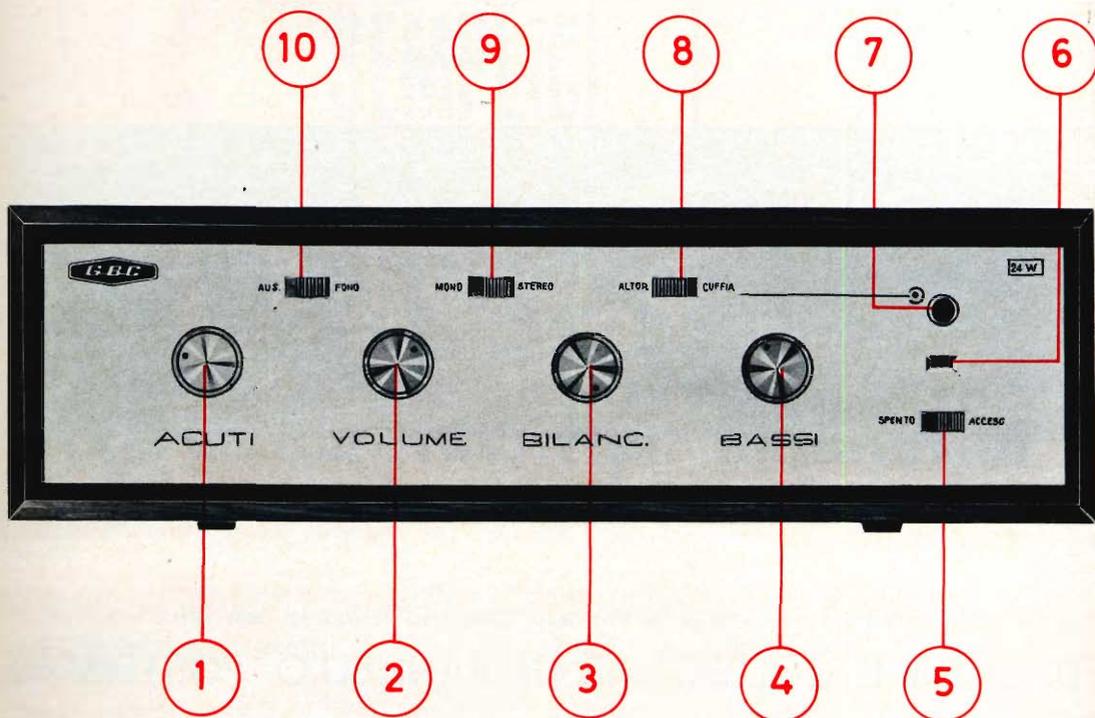
Universale

## DIMENSIONI

300 x 90 x 160 mm

## FUNZIONI ED IMPIEGO DEI COMANDI FRONTALI

- 1) ACUTI** - Controllo dei toni acuti. In posizione centrale non modifica la curva di risposta dell'amplificatore. Va ruotato in senso orario per esaltarli, ed in senso antiorario per attenuarli. Agisce contemporaneamente su entrambi i canali.
- 2) VOLUME** - Controllo dell'intensità di suono. Va ruotato in senso orario per aumentare il volume d'ascolto, in senso antiorario per diminuirlo. Agisce contemporaneamente su entrambi i canali.
- 3) BALANCE** - Controllo del bilanciamento. Permette di compensare differenze nel livello sonoro d'uscita tra canale sinistro e canale destro dovute alle sorgenti del segnale, oppure all'acustica ambiente. Ruotandolo in senso orario aumenta il volume nel canale destro mentre diminuisce quello del canale sinistro. Si ottiene l'inverso ruotandolo in senso antiorario.
- 4) BASSI** - Controllo dei toni bassi. In posizione centrale non modifica la curva di risposta dell'amplificatore. Va ruotato in senso orario per aumentarli ed in senso antiorario per diminuirli. Agisce contemporaneamente su entrambi i canali.



5) **SPENTO-ACCESO** - Interruttore generale.

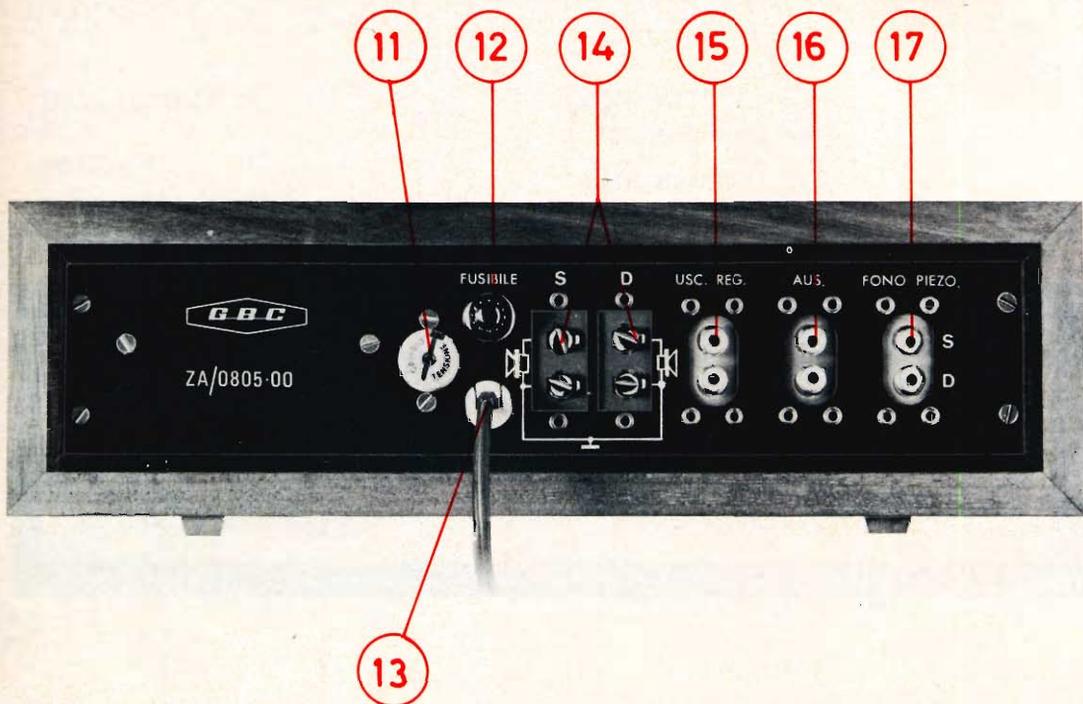
6) **LAMPADA SPIA** - Si accende quando l'amplificatore è in funzione.

7) **CUFFIA** - Presa jack per l'inserzione di una cuffia stereofonica.

8) **ALTOPARLANTI-CUFFIA** - Commutatore per la predisposizione dei mezzi di ascolto: in posizione **altoparlanti** i segnali di uscita azionano gli altoparlanti ed anche l'eventuale cuffia.

9) **MONO-STEREO** - Quando si desidera amplificare sorgenti di segnali monoaurali: radio, dischi ecc. si predispone questo comando in posizione **MONO**; ne deriva che gli stessi segnali vengono riprodotti da entrambi i canali. In posizione **STEREO** invece i due canali lavorano separati e sono quindi predisposti per amplificare separatamente le due componenti che costituiscono i segnali stereofonici.

10) **AUSILIARIO-FONO** - La selezione tra le varie fonti di segnale è ottenuta commutando questo comando: in posizione **AUS.** per sorgente ad alto livello quale può essere un registratore, un sintonizzatore ed un demodulatore per filodiffusione; in posizione **FONO** per sorgente sempre ad alto livello ma con alta impedenza, quale ad es. pick-up piezo.



## FUNZIONI E COLLEGAMENTI PANNELLO POSTERIORE

- 11) **CAMBIO TENSIONE** - Adatta l'amplificatore a qualsiasi tensione compresa fra 110 e 220 V c.a. Va predisposto sulla tensione di rete disponibile prima di inserire l'alimentazione.
- 12) **FUSIBILE** - Contiene un fusibile semiritardato per proteggere l'amplificatore contro i sovraccarichi. Per la sua sostituzione è sufficiente togliere il tappo a vite. Nella tabella 1 sono indicati i valori dei fusibili da usare con le varie tensioni di rete.
- 13) **CORDONE DI RETE** - Serve per collegare l'amplificatore ad una presa di corrente della rete luce.
- 14) **USCITE PER ALTOPARLANTI** - Ad esse vanno collegate le casse acustiche. All'uscita (S) la cassa per il canale sinistro, all'uscita (D) la cassa per il canale destro.
- 15) **USCITA REGISTRATORE** - Permette di effettuare registrazioni contemporaneamente all'ascolto.
- 16) **INGRESSO AUSILIARIO** - Entrata per segnali ad alto livello: sintonizzatore, demodulatore F.D., registratore, ecc.
- 17) **FONO PIEZO** - Entrata per giradischi equipaggiato con testina piezoelettrica.

# 2 SEMPLICI PREAMPLIFICATORI

**ALTA  
FEDELTA'**

## PER FONORIVELATORI MAGNETICI

Si descrivono due semplici circuiti preamplificatori adatti al funzionamento con fonorivelatori magnetici, il primo equipaggiato con valvole e il secondo con transistor.

**L'** introduzione di un fonorivelatore di tipo magnetico al posto di un tipo comune piezoelettrico, porta in un complesso di alta fedeltà dei miglioramenti notevoli. Però la sostituzione e quindi l'adattamento porta dei problemi dovuti alla diversa sensibilità d'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza; infatti la sensibilità per un fonorivelatore piezoelettrico è di circa 300-350 mV, mentre per un fonorivelatore magnetico è di circa 4 o 5 mV. Come si potrà facilmente capire questa notevole differenza non permette l'ascolto normale su un amplificatore sprovvisto di ingresso per testina magnetica.

Per i numerosi appassionati di alta fedeltà che vogliono migliorare la qualità del loro complesso, descriveremo due montaggi che risolveranno il loro problema in modo semplice ed economico lasciando inalterate allo stesso tempo le qualità richieste dall'amplificatore.

I due preamplificatori riportati sono equipaggiati rispettivamente a valvole e a transistor in modo da venire incontro alle diverse esigenze dei nostri lettori; entrambi i circuiti presentano delle qualità particolarmente interessanti.

### Preamplificatore a valvole

Come si può vedere dagli schemi elettrici riportati, i due preamplificatori sono previsti per funzionare con testine stereofoniche ed è per questo che nel primo circuito si sono utilizzate due valvole ECC 83 e due triodi per ogni canale.

In fig. 1 è stato riportato lo schema elettrico del preamplificatore a valvole; come si può vedere i due triodi di ogni canale sono collegati in cascata. Data la semplicità del circuito, daremo solamente una descrizione sommaria; la polarizzazione catodica viene effettuata sul primo triodo

per mezzo di un condensatore da  $100\ \mu\text{F}$  -  $20\ \text{V}$ . e una resistenza da  $2,7\ \text{k}\Omega$ . Il segnale proveniente dalla testina viene applicato alle griglie del primo triodo che sono polarizzate a loro volta da una resistenza di  $47\ \text{k}\Omega$ .

za da  $2,7\ \text{k}\Omega$ , collegata a sua volta in parallelo a un condensatore da  $25\ \mu\text{F}$  -  $20\ \text{V}$ .

L'alta tensione viene collegata all'anodo della valvola attraverso una resistenza da  $100\ \text{k}\Omega$ . Per concludere, il segnale for-

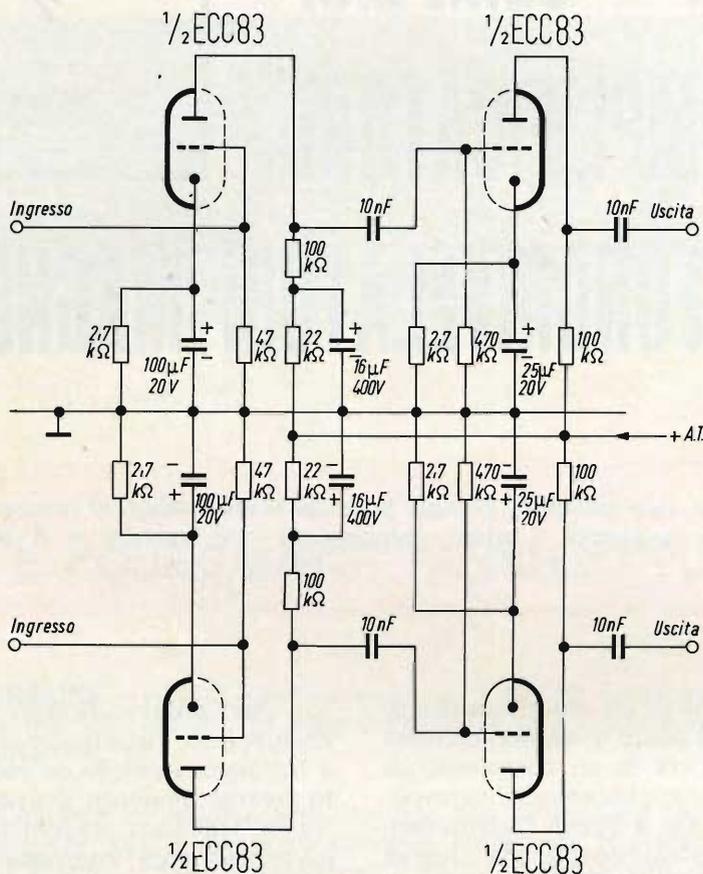


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore equipaggiato a valvole.

A questo punto dobbiamo far notare che il collegamento dell'anodo all'alta tensione è provvisto di un condensatore di disaccoppiamento da  $16\ \mu\text{F}$  collegato a massa. Continuando nella nostra descrizione, si può ora vedere che il segnale prodotto da questo primo triodo viene inviato, attraverso un condensatore da  $10\ \text{nF}$ , alla griglia del secondo triodo, polarizzata a sua volta per mezzo di una resistenza da  $470\ \text{k}\Omega$ ; il catodo di questa valvola è invece polarizzato per mezzo di una resisten-

nito all'uscita del preamplificatore viene inviato all'ingresso dall'amplificatore attraverso un condensatore da  $10\ \text{nF}$ .

Le tensioni di alimentazione necessarie per questo circuito sono rispettivamente:  $6,3\ \text{V}$  per l'accensione dei filamenti e  $250\ \text{V}$  per la tensione anodica. Quest'ultima tensione deve essere continua, correttamente raddrizzata e filtrata per evitare l'introduzione di ronzii che possono causare dei cattivi funzionamenti.

Il cablaggio del preamplificatore è consigliabile venga eseguito su piastrine metalliche, che permetteranno un montaggio comodo semplice e facile. Prima di tutto si fisseranno i vari componenti meccanici ai telai e quindi si passerà al vero e proprio cablaggio elettrico. Come si può ve-

rendere minimi gli eventuali ronzii. Per evitare inoltre dei falsi contatti, è consigliabile mettere del tubetto flessibile attorno ai terminali delle resistenze e dei condensatori.

Consigliamo anche di effettuare i collegamenti di ingresso e di uscita con cavet-

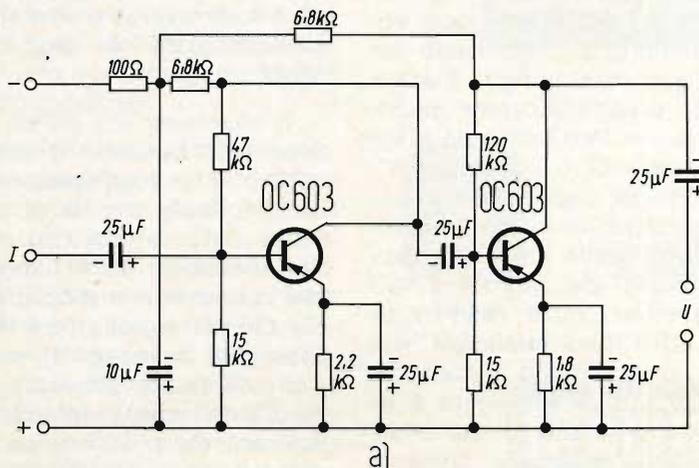


Fig. 2a - Schema elettrico del preamplificatore equipaggiato a transistor.

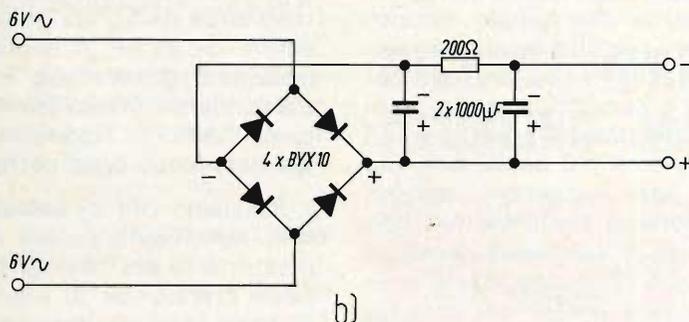


Fig. 2b - Schema elettrico dell'alimentatore da accoppiare al preamplificatore a transistor.

dere dallo schema un capo del circuito di filamento va collegato a massa, quindi se nell'amplificatore al quale va collegato, uno di questi poli non è a massa, si deve fare il relativo adattamento anche sul preamplificatore.

Collegando elettricamente fra loro i vari componenti, si deve fare in modo che ne risulti un cablaggio più compatto possibile, e cercando di mantenere i fili di collegamento più corti possibile in modo da

to schermato, mentre per i collegamenti dell'alimentazione, si utilizzeranno dei fili di colore diverso in modo da evitare errori di collegamento. Data la compattezza del montaggio, esso potrà essere montato nella maggior parte dei casi sotto la piastra del giradischi oppure anche all'interno dell'amplificatore stesso. Nel caso non fossero possibili queste due soluzioni, si potrà collocare il montaggio in un piccolo contenitore che verrà posto fra l'amplificatore e il giradischi.

## Preamplificatore a transistor

Questo preamplificatore a transistor presenta molte particolarità interessanti come per esempio la sua buona qualità, l'ingombro particolarmente ridotto e fattore forse più importante, la possibilità di adattarlo a qualsiasi tipo di apparecchio.

Passando ora ad esaminare lo schema elettrico del preamplificatore, si può vedere che la tensione di alimentazione deve essere di 6 V continua. In fig. 2 è stato riportato oltre al preamplificatore anche l'alimentatore che per funzionare ha bisogno di una tensione di 6,3 V alternati, come si può facilmente capire questa tensione può essere ottenuta da un comune trasformatore fornito della presa per l'accensione dei filamenti dei circuiti a valvole. Questa tensione verrà raddrizzata per mezzo di quattro diodi miniatura tipo BYX 10 montati in un circuito a ponte di Wheatstone. Il circuito di filtraggio è di tipo classico ma allo stesso tempo effettua un'azione piuttosto energica; come si può vedere dallo schema elettrico il filtro è a  $\pi$ , formato da due condensatori da 1000  $\mu\text{F}$  e da una resistenza da 200  $\Omega$ . Si deve tener presente che questo circuito alimentatore serve per alimentare entrambi i canali. Dobbiamo far notare che nel caso si utilizzi il preamplificatore in unione con un amplificatore a transistor, lo alimentatore non sarà più necessario ma in questo caso, sarà necessario controllare che la tensione di alimentazione non superi il valore di 6 V; questa tensione verrà applicata fra il punto « A » e la massa, come si può vedere dal circuito di fig. 2.

Il circuito è equipaggiato di due transistor tipo OC603 (OC71 - OC75) per canale, essi presentano un guadagno elevato e un ronzio molto basso e quindi sono particolarmente indicati per essere impiegati negli stadi d'ingresso. Passiamo ora alla descrizione del circuito elettrico. Come si può vedere dallo schema di fig. 2, la base del primo transistor è collegata all'ingresso per mezzo di un condensatore da 25  $\mu\text{F}$  ed è polarizzata verso il polo positivo per mezzo di una resistenza da 15 k $\Omega$  mentre è polarizzato verso il collettore per mezzo di una resistenza da 47 k $\Omega$ .

Si deve notare che il collettore di questo primo transistor è collegato al polo negativo della tensione di alimentazione — 6 V attraverso una resistenza da 6,8 k $\Omega$  collegata in serie con una da 100 k $\Omega$  a sua volta disaccoppiata da un condensatore da 100  $\mu\text{F}$ ; questo circuito ha il compito di rendere più completo il filtraggio. L'emettitore invece è collegato al polo positivo + 6 V attraverso una resistenza da 2,2 k $\Omega$  disaccoppiata da un condensatore da 25  $\mu\text{F}$ .

Il collettore del primo transistor è collegato alla base del secondo transistor per mezzo di un condensatore da 25  $\mu\text{F}$ ; la base di questo transistor viene polarizzata dalla parte del positivo per mezzo di una resistenza da 15 k $\Omega$  mentre dalla parte del collettore per mezzo di una resistenza da 120 k $\Omega$ . Il collettore del secondo transistor va collegato al polo negativo dell'alimentazione attraverso una resistenza da 6,8 k $\Omega$  che raggiunge l'unità di filtro formata dalla resistenza da 100  $\Omega$  e dal condensatore da 100  $\mu\text{F}$ .

L'emettitore viene collegato al polo positivo dell'alimentazione attraverso una resistenza da 1,8 k $\Omega$ , shuntato dal condensatore da 25  $\mu\text{F}$ . Il segnale di uscita del preamplificatore viene inviato per mezzo del condensatore da 25  $\mu\text{F}$  all'ingresso dell'amplificatore. Naturalmente gli schemi dei due canali sono perfettamente uguali.

Passiamo ora al cablaggio vero e proprio. Esso dovrà essere effettuato su una piastrina forata che ne faciliterà l'esecuzione pratica; su di essa verranno prima di tutto montate due piastrine munite di capicorda ai quali verranno saldati i vari componenti. È consigliabile effettuare prima il montaggio di un canale e poi il montaggio dell'altro canale, infine se è richiesto anche l'alimentatore, si dovrà montare questo circuito su una estremità della barretta. Per i collegamenti fra alimentatore e preamplificatore è consigliabile impiegare molto tubetto isolante per ragioni di sicurezza, mentre per i collegamenti fra il fonorivelatore e il preamplificatore e fra questo e l'amplificatore si deve usare del cavetto schermato. Quando invece la tensione di alimentazione viene prelevata da una sorgente di tensione esterna, si de-

ve fare attenzione a non invertire la polarità, in quanto si rischierebbe di danneggiare irrimediabilmente i transistor. Anche questo preamplificatore a transistor, date le sue dimensioni ridotte, può essere posto sotto la piastra del giradischi oppure nel contenitore stesso dell'amplificatore. Si deve notare che il circuito deve funzionare immediatamente, se non sono stati commessi degli errori di montaggio, ma per una ulteriore verifica, si controlli che i transistor non scaldino dopo essere stati messi sotto tensione.

Per concludere questo nostro articolo, ricordiamo che questi due preamplificatori, essendo previsti per degli ingressi normali, possono provocare su alcuni tipi di amplificatori una certa saturazione dovuta ad un livello d'ingresso troppo preamplificato. Per ovviare a questo inconveniente, si dovrà introdurre un doppio potenziometro da 500 k $\Omega$  per il circuito a valvole e un doppio potenziometro da 10 k $\Omega$  per il circuito a transistor; su questo potenziometro le due parti vengono regolate separatamente e di conseguenza si potrà regolare il livello d'ingresso e allo stesso tempo sopprimere questa saturazione.

Consigliamo di effettuare tutti i collegamenti del potenziometro con cavetto schermato e di collegare a massa il corpo del potenziometro per eliminare ogni eventuale ronzio.

(Da « Le Haut-Parleur » 1165)

**U**n altro passo verso la mini-visione è annunciato dalla Brimar di Londra. Trattasi di un circuito integrato su pellicola densa che comprende i demodulatori di colore e gli amplificatori, oltre a fornire un segnale sufficiente per venire moltiplicato e apparire anche su grandi schermi. L'anno scorso era stato fatto qualcosa di simile negli Stati Uniti, senza, per altro, raggiungere l'esecuzione commerciale.



**MALLORY**

**MALLORY BATTERIES S.r.l.**

20158 Milano - Via Catone, 3 - Tel. 37.61.888

## PILE AL MERCURIO E ALCALINO MANGANESE

Agenzie con deposito:

**10143 TORINO**

P.zza G. Perotti, 1 - Tel. 740.129

**35100 PADOVA**

Via Malaspina, 9 - Tel. 37.183

**50122 FIRENZE**

Via Tripoli, 45 - Tel. 263.583

**42100 REGGIO EMILIA**

Via Cambiatori, 2/1 - Tel. 44.358

**ROMA**

Recapito Tel. 374.057

**80133 NAPOLI**

P.zza Borsa, 22 - Tel. 310.726/643.075

# INCREDIBILMENTE **VERO!!!**

## beomaster 900 K



za/0685-02

## beogram 1000-Vf



ra/0340-00 \*

### Giradischi stereo

4 velocità  
Braccio in lega leggera bilanciato  
Pressione d'appoggio regolabile da 0 ÷ 4 g  
Corredato di cartuccia stereo tipo SP7  
Preamplificatore incorporato  
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz  
Uscita a 1 kHz: 0,5 V  
Distorsione: > 0,5 %  
Alimentazione: 220 V - 50 Hz

\*oppure: **ra/0594-00**

**ra/0966-00**

**ra/0720-00**

**COMPLESSO  
DI CLASSE  
A SOLE 149.000 LIRE**

### Amplificatore-sintonizzatore stereo AM/FM

Interamente transistorizzato. Munito di due altoparlanti. Ingressi per registratore e giradischi. Indicatore automatico di sintonia ed AFC. Decoder stereo incorporato.

#### Sezione Amplificatore

Potenza d'uscita musicale per canale: 8 W  
Risposta di frequenza: 60 ÷ 15.000 Hz  
Sensibilità: 500 mV  
Distorsione armonica: 1 %  
Impedenza: 3-5 Ω

#### Sezione Sintonizzatore

Entrata d'antenna: 75 Ω  
Gamma di frequenza: FM 88 ÷ 108 MHz  
OC 1.550 ÷ 4.000 kHz  
OM 520 ÷ 1.600 kHz  
OL 147 ÷ 320 kHz  
Risposta di frequenza: 60 ÷ 15.000 Hz  
Distorsione armonica: 1 %  
Alimentazione: 220 ÷ 240 V



# COME MIGLIORARE LE AUDIZIONI STEREOFONICHE

**ALTA  
FEDELTA'**

Riportiamo in questo breve articolo alcuni suggerimenti per rendere migliori le vostre audizioni stereofoniche, utilizzando uno o più altoparlanti situati al centro dei due altoparlanti che costituiscono l'impianto originale.

**T**utti gli appassionati di alta fedeltà e stereofonia sapranno che le frequenze che producono gli effetti stereofonici e che danno rilievo sonoro sono le frequenze che vanno da circa 250 Hz a 5000 Hz. Na-

turalmente queste gamme di frequenza devono in ogni modo essere riprodotte da due altoparlanti diversi, o meglio da due gruppi di altoparlanti, separati sia dal punto di vista elettrico sia nello spazio.

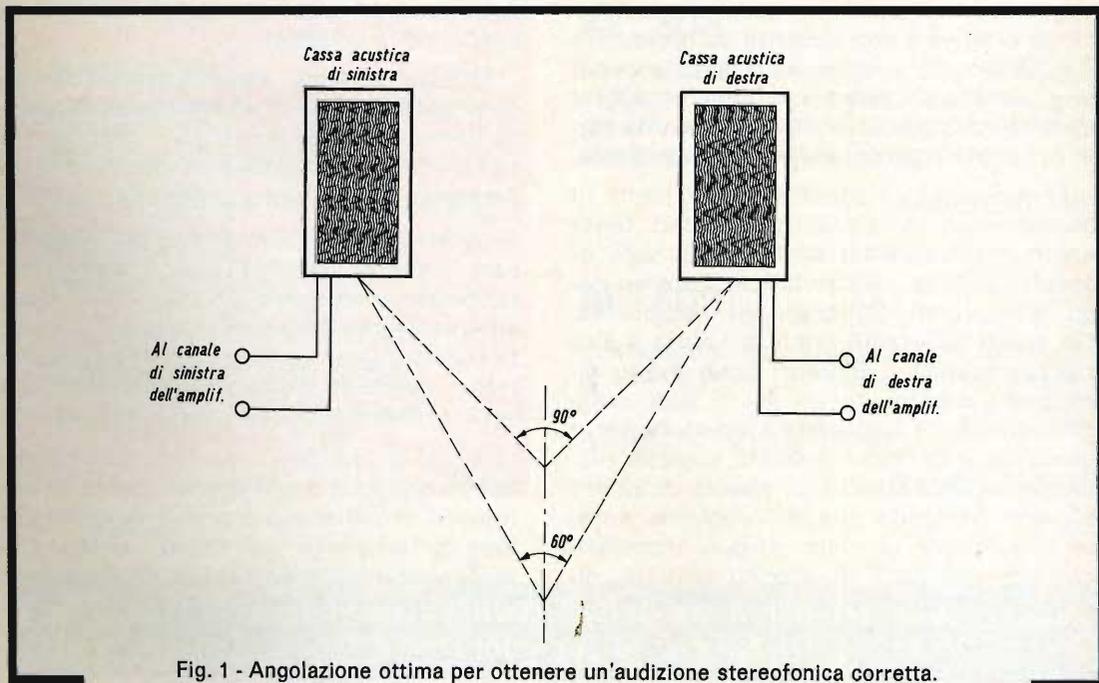


Fig. 1 - Angolazione ottima per ottenere un'audizione stereofonica corretta.

Infatti si deve ricordare che l'effetto stereofonico è più accentuato tanto più gli altoparlanti sono lontani l'uno dall'altro.

In fig. 1 abbiamo riportato la disposizione corretta che dovrebbero avere gli altoparlanti rispetto all'ascoltatore, quest'ultimo dovrebbe « vedere » i due altoparlanti sotto un angolo compreso fra 60 e

lanti che hanno un angolo di diffusione maggiore danno una migliore sonorità per una zona d'ascolto maggiore ma allo stesso tempo danno delle possibilità di localizzazione più ridotte.

Come si può comprendere, si hanno diversi procedimenti per ottenere la diffusione stereofonica; quello più noto è quel-

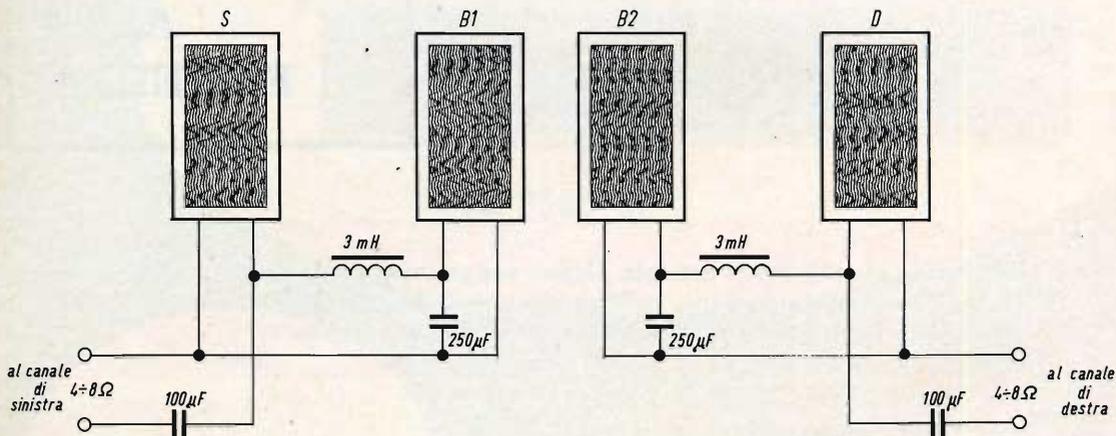


Fig. 2 - Metodo di collegamento di più altoparlanti per eliminare il vuoto centrale riscontrato nel sistema precedente.

90°; questi valori sono esatti nel caso in cui la distanza fra i due altoparlanti di sinistra e di destra sia di 4 metri. Il posto migliore per ottenere un ascolto soddisfacente si trova a una distanza compresa fra 2 e 3,5 metri sull'asse. Se vogliamo avere la sicurezza di avere un buon equilibrio stereofonico possiamo tralasciare una parte di questa zona considerata come ideale.

È necessario ricordare che i limiti di questa zona di equilibrio devono tener conto delle caratteristiche della sala di ascolto e delle caratteristiche proprie degli altoparlanti utilizzati nel complesso. Gli scarti tollerabili sono di valore molto ridotto quando i diffusori sono molto direzionali, mentre questi scarti sono maggiori quando le frequenze stereofoniche in gioco, cioè da 250 a 5000 Hz e anche più, vengono diffuse sotto un angolo di valore elevato. Vedendo questo problema sotto un altro punto di vista, si può affermare che per una zona di ascolto limitata, gli altoparlanti direzionali permettono di ottenere una localizzazione perfetta delle sorgenti sonore. Al contrario gli altopar-

lo rappresentato in fig. 1 con il quale la diffusione di tutte le frequenze della banda sonora si effettua da ciascuna parte, naturalmente separate elettricamente e anche nello spazio.

Questo sistema viene criticato da alcuni appassionati di stereofonia, in quanto provoca come un « buco » centrale fra i due diffusori; cosa che non esiste in presenza di una vera orchestra.

La stereofonia non si può più considerare, come all'inizio si faceva, la semplice separazione dei vari strumenti ma deve solamente cercare di ricostruire l'ambiente e dare il giusto rilievo sonoro all'ascoltatore come se fosse in presenza di una vera orchestra.

In fig. 2 abbiamo riportato un sistema adatto a migliorare il procedimento di diffusione. A sinistra e a destra vengono diffuse le frequenze che danno l'effetto stereofonico di ciascun canale. Le frequenze basse, quindi inferiori a 250 Hz sono riprodotte da due altoparlanti B<sub>1</sub> e B<sub>2</sub> elettricamente separati ma disposti affiancati al

# AMPLIFICATORI STEREO



**MICROFONI  
DIFFUSORI  
COLONNE SONORE  
UNITA' MAGNETODINAMICHE  
MISCELATORI  
AMPLIFICATORI  
ALTOPARLANTI PER HI-FI  
COMPONENTI PER HI-FI  
CASSE ACUSTICHE**

## AF 308

Interamente equipaggiato con transistori al silicio. Potenza musicale 30 W. Risposta in frequenza  $20 \div 50.000 \text{ Hz} \pm 1 \text{ dB}$ . Alimentazione stabilizzata.

Prezzo L. 109.000

## AF 508

Interamente equipaggiato con transistori al silicio. Potenza musicale 50 W. Risposta in frequenza  $20 \div 50.000 \text{ Hz} \pm 1 \text{ dB}$ . Alimentazione stabilizzata.

Prezzo L. 139.000

**RCF**

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 39.265 - 44.253  
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

centro degli altoparlanti laterali di sinistra e di destra. I due altoparlanti  $B_1$  e  $B_2$  possono essere montati nella stessa cassa acustica.

In fig. 3 abbiamo riportato una ulteriore variante del sistema di fig. 2; come per questo caso gli altoparlanti di sinistra e di destra servono a riprodurre le frequen-

ze di fig. 1, viene eliminato completamente grazie all'altoparlante  $B$  posto al centro e che riproduce le sole frequenze basse; questo è molto importante data l'impossibilità di concentrare le frequenze basse.

In alcuni tipi di amplificatori stereofonici, si può rimediare all'effetto di vuoto

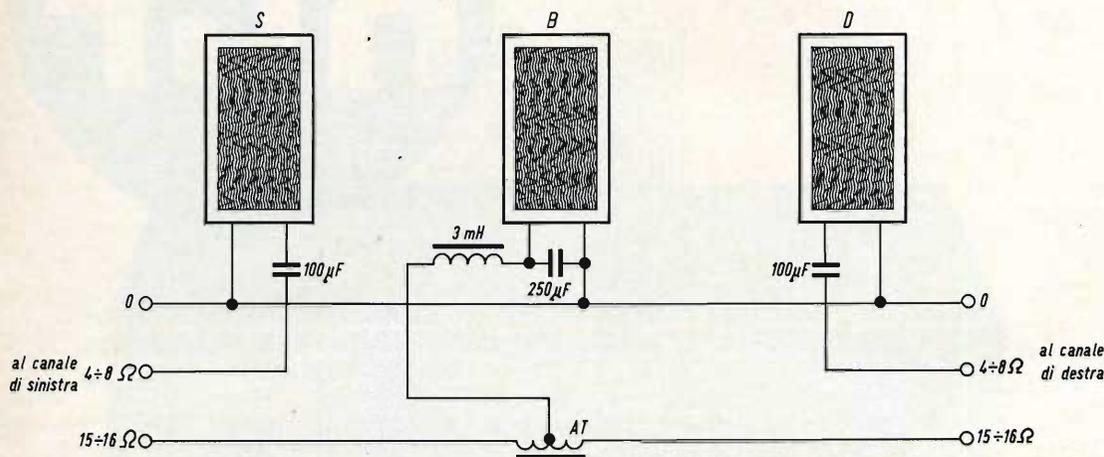


Fig. 3 - Stesso metodo di fig. 2 ma semplificato, utilizzando un solo altoparlante centrale.

ze superiori a 250 Hz mentre le frequenze inferiori a 250 Hz vengono diffuse da un unico altoparlante centrale  $B$ , alimentato dai due canali. La maggior parte degli amplificatori, permettono il collegamento dell'altoparlante centrale effettuando il circuito di fig. 3. Questo consiste nell'utilizzazione di un autotrasformatore di alta tensione a presa centrale collegato alle uscite 15 o 16  $\Omega$  su ciascun canale.

Nel caso di amplificatori stereofonici provvisti di una uscita simultanea monofonica ( $S + D$ ), si può eliminare l'autotrasformatore, in quanto l'altoparlante centrale  $B$  viene collegato direttamente su questa uscita monofonica intercalando semplicemente il filtro passa basso composto da una induttanza da 3 mH e da un condensatore da 250  $\mu F$  (come si può vedere dalla fig. 3). Si può facilmente constatare che sulle audizioni stereofoniche, i montaggi di fig. 2 e 3 danno dei vantaggi molto evidenti. Il fenomeno di « buco » centrale o di « vuoto » nello spazio che si notava nelle installazioni come

centrale miscelando elettricamente i due canali secondo una proporzione regolabile.

Questo rimedio puramente elettrico, però non dà gli stessi risultati che danno i dispositivi di fig. 2 e di fig. 3.

Nel progettare l'apparecchiatura, si deve tener conto che gli altoparlanti per le note basse (woofer) assorbono circa la quarta parte della « potenza musicale » di ciascun canale e di conseguenza gli altoparlanti di sinistra e di destra devono essere in grado di sopportare la potenza restante. È necessario quindi utilizzare nelle combinazioni degli altoparlanti uguali in modo da assicurare una riproduzione il più uniforme possibile nei due canali.

Queste condizioni sono difficilmente ottenibili in quanto nella fabbricazione degli altoparlanti si possono verificare delle lievi variazioni di caratteristiche che provocano questi leggeri squilibri. Altro fattore che può portare dei difetti nell'audizione è anche l'assimetria della sala di ascolto.

(Da « Le Haut-Parleur » 1172)

Iniziamo 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.

**SCHEMI**

# POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

## 1 PREAMPLIFICATORE CON REGOLATORE DI TONI

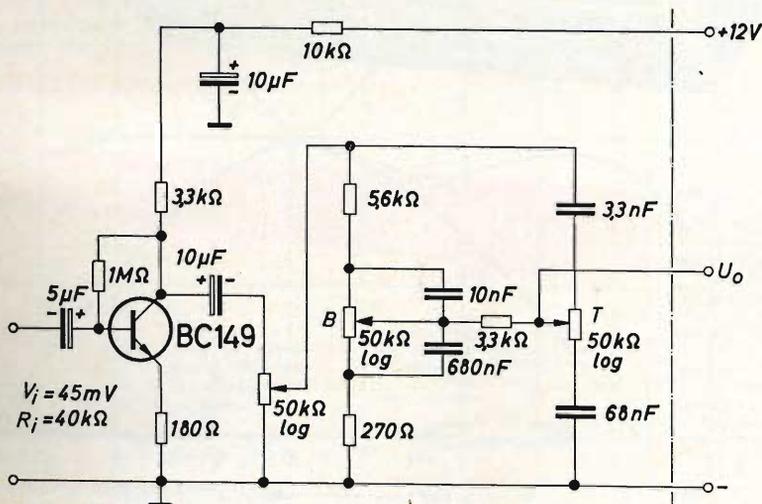


Fig. 1

In figura 1 è rappresentato lo schema elettrico di uno stadio preamplificatore, con regolatore di toni, che impiega un transistoro al silicio BC149.

Lo stadio si compone di un circuito a ponte col quale si possono ottenere forti esaltazioni e attenuazioni del livello di ingresso in dipendenza della frequenza.

Il diagramma di fig. 2 mostra l'andamento delle curve che limitano il campo di frequenza regolabile. Tanto il regolatore delle basse frequenze quanto quello delle alte frequenze permettono una dinamica di circa 20 dB.

#### DATI TECNICI

Tensione di alimentazione	12 V
Tensione di ingresso	45 mV
Resistenza di ingresso	40 k $\Omega$

## 2 PREAMPLIFICATORE PER PICK-UP MAGNETICO A CIRCUITO INTEGRATO

Per i fonorivelatori magnetici sono necessari preamplificatori con una determinata risposta di frequenza.

Nello schema di fig. 3 questo andamento della risposta di frequenza viene ottenuta con una controeazione, dipendente dalla frequenza, fra l'uscita e l'emettitore del secondo stadio.

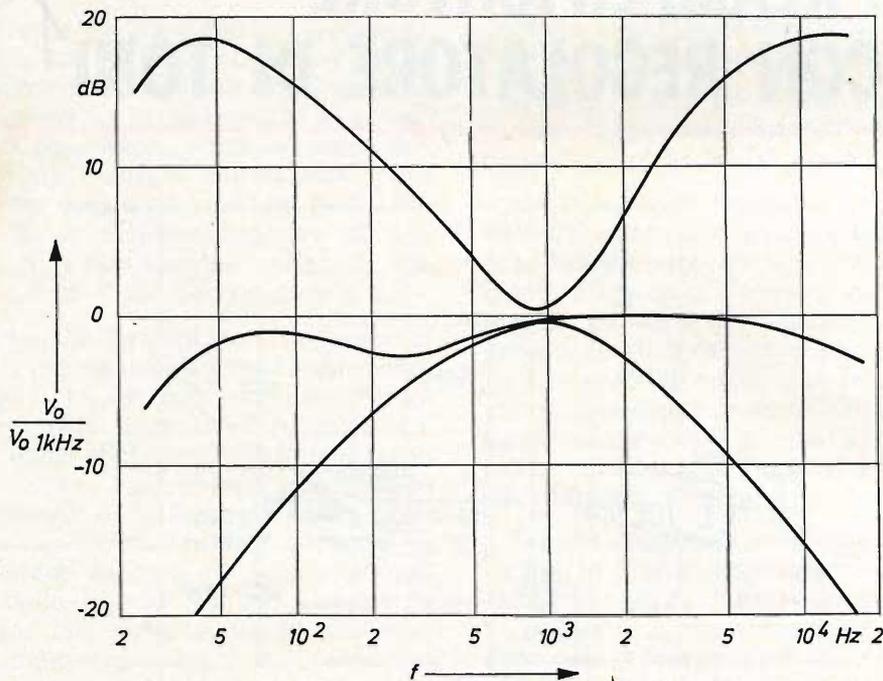


Fig. 2

# NovoTest

**BREVETTATO**

**MOD. TS 140 20.000  $\Omega/V$  in c.c.  
e 4.000  $\Omega/V$  in c.a.**

## 10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 $\mu$ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 $\mu$ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	$\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 M $\Omega$
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5V (condens. ester.) - 15V - 50V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 $\mu$ F (aliment. rete) da 0 a 50 $\mu$ F - da 0 a 500 $\mu$ F - da 0 a 5000 $\mu$ F (alimentaz. batteria)

**MOD. TS 160 40.000  $\Omega/V$  in c.c.  
e 4.000  $\Omega/V$  in c.a.**

## 10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V • VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • AMP. C.C. 7 portate: 25  $\mu$ A - 50  $\mu$ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A • AMP. C.A. 4 portate: 250  $\mu$ A - 50 mA - 500 mA - 5 A • OHMS 6 portate:  $\Omega \times 0,1$  -  $\Omega \times 1$  -  $\Omega \times 10$  -  $\Omega \times 100$  -  $\Omega \times 1 K$  -  $\Omega \times 10 K$  (campo di misura da 0 a 100 M $\Omega$ ) • REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M $\Omega$  • FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condensatore esterno) • VOLT USCITA 6 portate: 1,5 V (condens. esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 dB • CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5  $\mu$ F (aliment. rete) da 0 a 50  $\mu$ F - da 0 a 500  $\mu$ F - da 0 a 5000  $\mu$ F (alimentazione batteria interna). Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm 115, graduazione in 5 colori.

# ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

*Cassinelli & C.*



VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47  
20151 MILANO



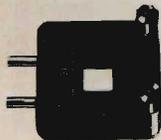
IN VENDITA PRESSO  
TUTTI I MAGAZZINI DI  
MATERIALE ELETTRICO  
E RADIO-TV

TS 140 L. 10.800  
TS 160 L. 12.500  
franco ns. stabilimento

**UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER**

### ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

**RIDUTTORE PER LA MISURA  
DELLA CORRENTE ALTERNATA**  
Mod. TA6/N  
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



**DERIVATORI PER LA MISURA  
DELLA CORRENTE CONTINUA**  
Mod. SH/30 portata 30 A  
Mod. SH/150 portata 150 A



**PUNTALE PER LA MISURA  
DELL'ALTA TENSIONE**  
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.



**TERMOMETRO A CONTATTO  
PER LA MISURA Istantanea  
DELLA TEMPERATURA**  
Mod. T1/N  
campo di misura da -25° +250°



**CELLULA FOTOELETTRICA  
PER LA MISURA  
DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO**  
Mod. L1/N  
campo di misura da 0 a 20.000 Lux



### DEPOSITI IN ITALIA:

- BARI** - Biagio Grimaldi  
Via Pasubio 116
- BOLOGNA** - P.I. Sibani Attilio  
Via Zanardi 2/10
- CATANIA** - Elle Emme s.a.s.  
Via Cagliari, 57
- FIRENZE** - Dr. Alberto Tiranti  
Via Frà Bartolommeo 38
- GENOVA** - P.I. Conte Luigi  
Via P. Salvago 18
- MILANO** - Presso ns. sede  
Via Gradisca 4
- NAPOLI** - Cesarano Vincenzo  
Via Strettola S. Anna alle Pa-  
ludi 62
- PESCARA** - P.I. Accorsi Giuseppe  
Via Osetto 25
- ROMA** - Tardini di E. Cereda e C.  
Via Amatrice 15
- TORINO** - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè  
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

**B R E V E T T A T O**

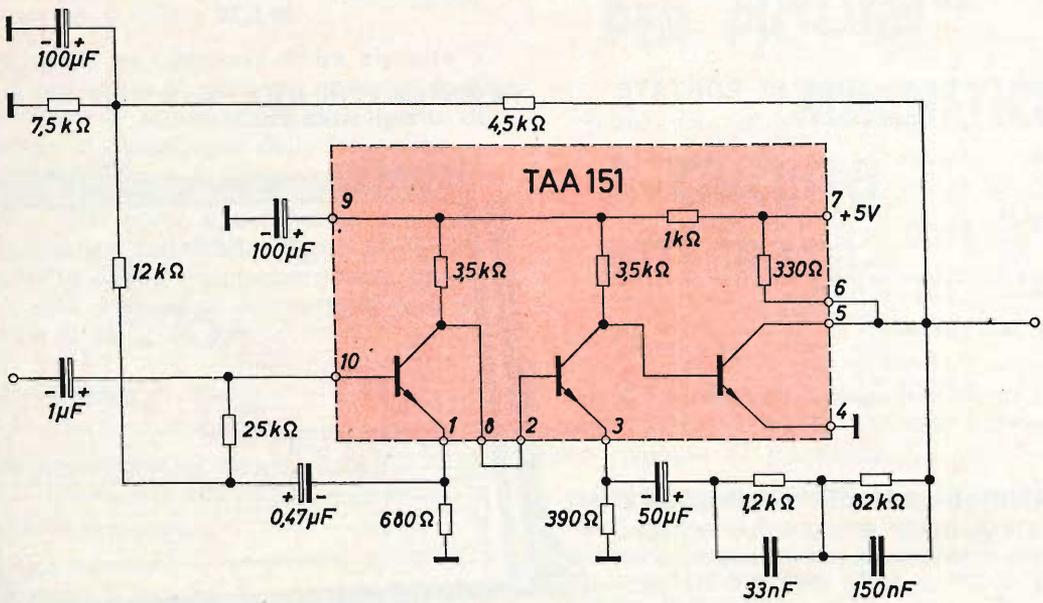


Fig. 3

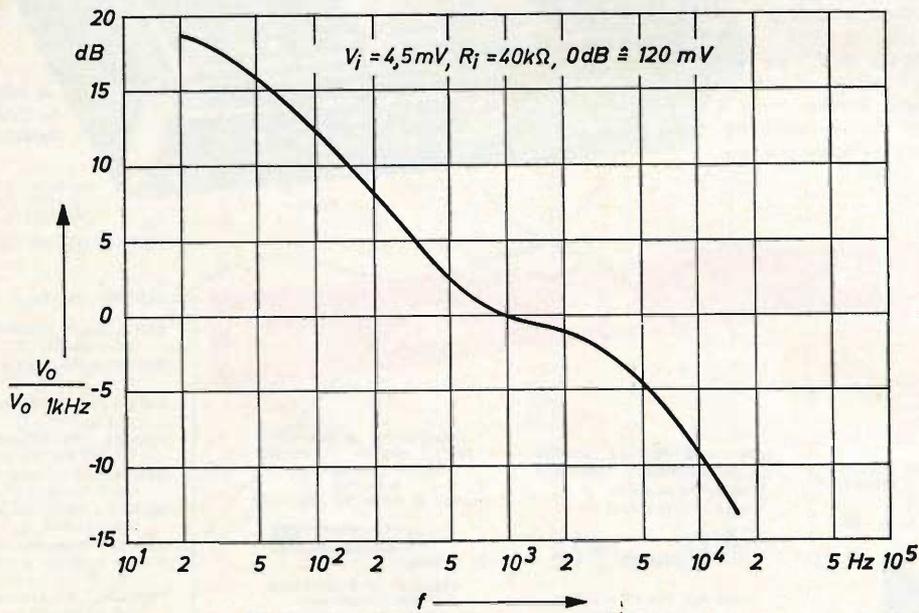


Fig. 4

## Dati tecnici

Tensione di alimentazione	5 V
Corrente assorbita	10 mA
Tensione di uscita (1 kHz)	85 mV
Tensione di ingresso	4,5 mV
Massima tensione di ingresso	25 mV
Resistenza di ingresso	50 k $\Omega$
Rapporto segnale rumore	47 dB

La figura 4 mostra l'andamento della curva di frequenza ottenibile.

Come stadio di amplificazione viene impiegato un circuito integrato TAA 151, dati i collegamenti di uscita accessibili dei tre transistori di cui è composto, questo circuito integrato è di impiego universale.

## 3 CONVERTITORE CONTROFASE

### 24 V / 220 V - 100 W

Il convertitore illustrato nello schema di figura 5 è stato studiato per l'alimentazione di apparecchiature a corrente alternata installata sui natanti, usufruendo del-

## Dati tecnici

Tensione di alimentazione	24 V (max 30)
Corrente assorbita a vuoto	1,15 A
Tensione di uscita	220 V
Potenza di uscita	100 W
Rendimento	74%
Frequenza di oscillazione	50 Hz
Temperatura ambiente ammissibile	-20 sino +60 °C
Resistenza termica del dissipatore per ogni transistor	3 °C/W

l'alimentazione di 24 V c.c. della batteria di bordo.

Con i nuovi transistori di potenza BDY39 si può ottenere con due transistori controfase una potenza di uscita di 100 W con una tensione di uscita di 220 V e con frequenza di 50 Hz.

Il circuito oscilla sicuramente sino a una bassa temperatura di -20 °C.

## Trasformatore

Nucleo - Lamierino al silicio,  
lati mm 102 x 102

spessore 0,35 - traferro 0,5 mm

spessore del pacco 35 mm

Lamierini montati incrociati.

Avvolgimenti -  $n_1 = n_2 = 9$  spire rame laccato  $\varnothing$  0,42, avvolte contemporaneamente

$n_3 = n_4 = 81$  spire  $\varnothing$  1,2, rame laccato con strato di isolamento

$n_5 = 875$  spire  $\varnothing$  0,42, rame laccato

\* punti degli avvolgimenti a egual polarità.

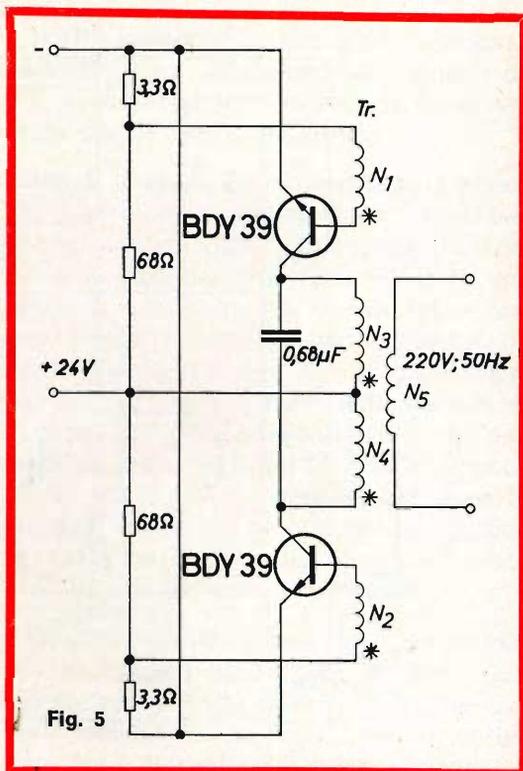


Fig. 5



# TX 4C



## RADIOCOMANDO A 4 CANALI

# UK 300

Questa trasmittente a 4 canali completamente a transistor è impiegata principalmente in campo modellistico, sia navale, che automobilistico, aereo e ferroviario. Il raggio d'azione del TX4C è di oltre 300 m, distanza sufficiente per poter seguire visibilmente ogni manovra di modelli di navi o di aerei.

### Funzionamento del circuito

**I**l circuito di fig. 1 è costituito da uno stadio oscillatore in A.F. con un transistor 2N708 al silicio. La stabilità di frequenza dell'oscillatore è assicurata dal quarzo posto tra collettore e base.

Il transistor TR2 accoppiato induttivamente all'oscillatore e disposto con base comune permette di amplificare il segnale a RF e adattare quest'ultimo al circuito d'aereo formato da L2 C4.

TR5-TR6 con R9-R10-R11-R12 e C8-C9 formano l'ormai noto circuito multivibratore il cui compito è il generare toni di BF di valore corrispondente alla frequenza del gruppo o canale di comando; tale frequenza è regolabile per ogni canale tramite il trimmer T1 per il canale 1, T2 per il canale 2, eccetera.

Il diodo D1 ha lo scopo di limitare e accoppiare il segnale BF e TR4 funzionante da amplificatore.

Il TR3 collegato con collettore comune, permette l'accoppiamento del segnale di B.F. in A.F. tramite una impedenza di arresto per la radiofrequenza.

Infine il diodo Zener assicura la stabilità di tensione al gruppo di B.F., di conseguenza una stabilità di frequenza. Il diodo Zener è riconoscibile dalla fig. 3 in cui vengono raffigurati due tipi di Zener nel caso venga montato un tipo in sostituzione dell'altro. La fig. 3A indica il tipo BZY88C6V2 dove il terminale positivo è riconoscibile da una fascetta sul corpo del diodo in prossimità del terminale stesso. La fig. 3B indica il tipo OAZ202 dove il terminale positivo è in prossimità del punto rosso. La fig. 3C indica il simbolo elettrico di uno Zener.

Questa trasmittente può lavorare su frequenze varianti tra i 27 e i 28 MHz, per quanto concerne la sezione A.F.; mentre per i toni B.F. si possono ottenere variazioni fra i 400 ed i 6.500 Hz, variando il

valore dei trimmer potenziometrici (10 k $\Omega$  a 50 k $\Omega$ ) ed il valore dei condensatori C8 e C9 (da 10.000 pf a 50.000 pf). La tensione di alimentazione è di 9 V.

## Montaggio dei componenti

In fig. 2 si può osservare la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato. Sulla parte non ramata della piastra è stata serigrafata la disposizione degli stessi componenti. Seguendo le indicazioni della fig. 2 e della serigrafia, il montaggio diviene chiaro e pratico, presentando aspetti didattici che aiutano anche il principiante nella conoscenza dei componenti.

Circa la sequenza da seguire nel montaggio, consigliamo di iniziare con: resistenze, condensatori, zoccoli per il quarzo e per i transistor 2N708 e trimmer potenziometrici, successivamente le bobine ed infine i transistor (dopo averne accorciato i terminali a circa 5-6 mm per i soli 2N708) ed il quarzo.

Al punto corrispondente alla lettera A va collegata l'antenna, al punto F si collegherà il comune dei pulsanti di canali, ai punti G-H-L-M il rimanente contatto dei pulsanti (pulsante canale 1, punto G; pulsante canale 2, punto H e così di seguito); al punto (-) si collegherà il negativo della batteria ed al punto (+) il positivo. Per l'inserzione dell'interruttore è opportuno collegarlo tra il negativo della batteria e il punto (-) serigrafato sulla parte non ramata della piastra a circuito stampato.

## Taratura

Dopo aver accuratamente montato i componenti secondo la nota di montaggio, si procederà alla taratura che risulterà di estrema facilità dato che i componenti interessati, vedi bobine e condensatori, sono scelti in base alla frequenza di lavoro del quarzo.

Per primo si tarerà l'oscillatore e ciò si può fare con un milliamperometro nella portata 50 mA in serie all'alimentazione.

Il nucleo della bobina oscillatrice L1 è già predisposto alla frequenza di lavoro quando il nucleo di regolazione si trova circa a livello con la parte superiore del supporto in polistirolo; il condensatore variabile C4 deve essere in posizione tutto chiuso cioè max capacità. Dopo le

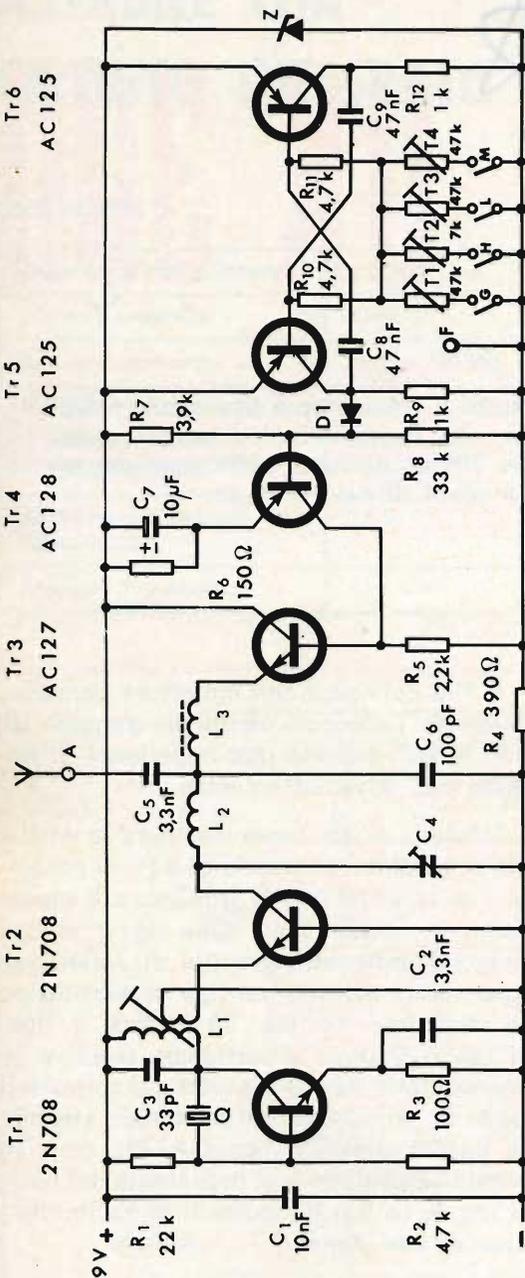


Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

predisposizioni dei componenti di cui sopra, si nota allo strumento un assorbimento di corrente di 35-40 mA. Per un rapido controllo del funzionamento dello oscillatore è sufficiente sfilare dallo zoccolo il quarzo e si dovrà vedere la corrente diminuire ad un valore di 10-15 mA.

Per tarare il gruppo amplificatore di A.F. si agisce sul condensatore variabile C4 e, sempre con lo strumento in serie all'alimentazione, si ruota affinché la corrente abbia raggiunto un valore di 20 mA. Una messa a punto più accurata per ottenere la massima irradiazione, quindi la massima portata, è descritta sulla procedura che segue.

Chi possiede un misuratore di campo sarà naturalmente facilitato sulla taratura, in quanto basterà ruotare il condensatore C4 fino ad avere la massima indicazione dello strumento. Per una taratura più accurata occorrerà agire anche su L1 in quanto la regolazione di C4 provoca un leggero spostamento o trascinamento di frequenza. Per chi non disponesse di alcuno strumento, la taratura può essere fatta basandosi su una ricevente. Questa va messa in cattive condizioni di ricezione, cioè senza antenna, dopo averla naturalmente tarata sulla frequenza della trasmittente, per mezzo di un trasmettore di qualche conoscente. Quando si è certi che, sia trasmittente che ricevente sono sintonizzati sulla medesima frequenza, e questo lo si accerta premendo il pulsante di uno dei quattro canali del trasmettitore

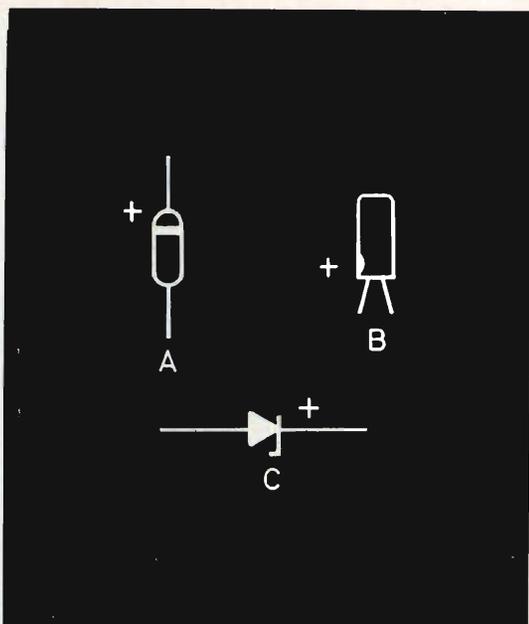


Fig. 3 - Come riconoscere i terminali di due tipi di diodi Zener.

(A) indica il tipo BZY 88 C 6 VZ

(B) indica il tipo OAZ 202

(C) indica il simbolo elettrico di uno Zener.

e ascoltando in cuffia (collegata alla ricevente tra l'uscita di BF e il punto di massa) la nota trasmessa. Ci si porta ad una distanza gradatamente maggiore ed agendo sia su L1 che su C4, si raggiungerà ovviamente il punto massimo di accordo tra trasmittente e ricevente. Quest'ultima

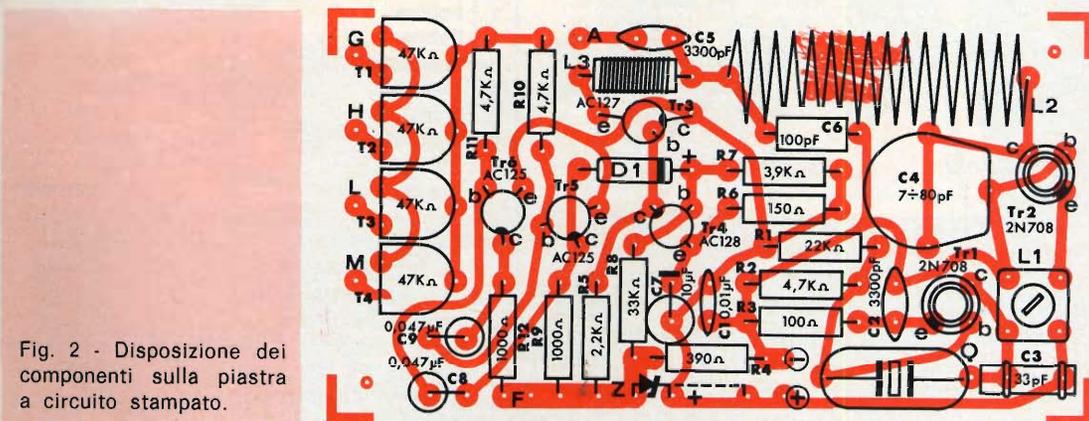


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

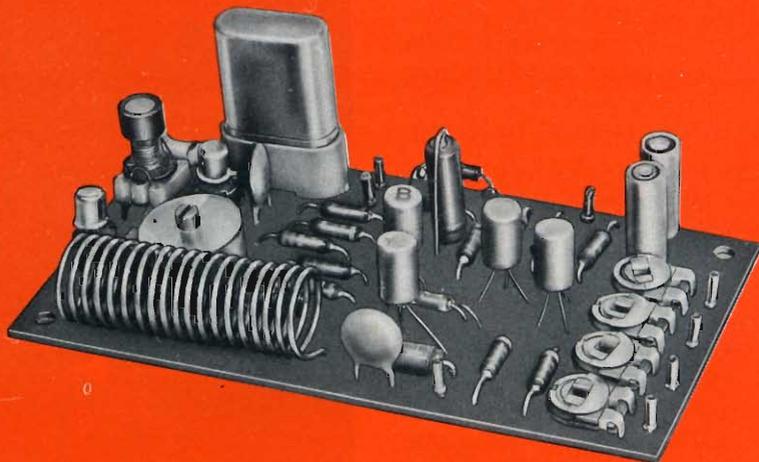


Fig. 4 - Come si presenta il radiocomando a montaggio ultimato.

prova si farà in seguito anche a maggiore distanza munendo naturalmente di antenna la trasmittente.

### Nota

Si consiglia l'uso di un'antenna con carico centrale per avere la massima portata, oppure uno stilo da m 1,25 su una distanza inferiore. Tipo consigliato G.B.C. NA/0240-00. Il negativo dell'alimentazione che costituisce la massa per quanto riguarda l'alta frequenza, va collegato alla scatola metallica che conterrà il trasmettitore, i pulsanti, l'antenna ecc. Raccomandiamo inoltre di tenere i collegamenti volanti e cioè il filo che va all'antenna, i fili dell'alimentazione ed i fili dei pulsanti, il più corti possibile. Circa le saldature, che sono purtroppo il punto dolente di molti montaggi, raccomandiamo la massima cura.

### Applicazioni

Oltre all'impiego come parte di comando nel campo della modellistica questo trasmettitore può essere utilizzato per comandi a distanza quali possono essere commutazioni ad apparati elettronici e alle innumerevoli possibilità di applicazioni che un comando a distanza consente di fare.

N°	DESCRIZIONE		
1	Resistenza	R <sub>1</sub>	22 kΩ 1/8 W
3		R <sub>2</sub> -R <sub>10</sub> -R <sub>11</sub>	4,7 kΩ
1		R <sub>3</sub>	100 Ω
1		R <sub>4</sub>	390 Ω
1		R <sub>5</sub>	2,2 kΩ
1		R <sub>6</sub>	150 Ω
1		R <sub>7</sub>	3,9 kΩ
1		R <sub>8</sub>	33 kΩ
2		R <sub>9</sub> -R <sub>12</sub>	1 kΩ
4	Trimmer	T <sub>1</sub> -T <sub>2</sub>	
		T <sub>3</sub> -T <sub>4</sub>	47 kΩ
1	Condensatore	C <sub>1</sub>	10 nF
2		C <sub>2</sub> -C <sub>3</sub>	3,3 nF
1		C <sub>4</sub>	33 pF
1		C <sub>4</sub> variab.	6,5 ÷ 56,5 pF
1		C <sub>6</sub>	100 pF
1		C <sub>7</sub> elett.	10 μF
2		C <sub>8</sub> -C <sub>9</sub>	47 nF
1	Bobina	L <sub>1</sub>	
1	Bobina	L <sub>2</sub>	
1	Bobina	L <sub>3</sub>	
2	Transistor	Tr <sub>1</sub> -Tr <sub>2</sub>	2N708
1	Transistor	Tr <sub>3</sub>	AC127
1	Transistor	Tr <sub>4</sub>	AC128
2	Transistor	Tr <sub>5</sub> -Tr <sub>6</sub>	AC125
1	Diodo	D <sub>1</sub>	OA95
1	Diodo	Z	BZY88C6VZ
1	Quarzo	Q	QQ/0460-14
1	Circuito stampato		UK 300
1	Ancoraggio per C5		
1	Zoccolo per transistor		
1	Zoccolo per quarzo		

Kit completo UK 300 - SM/1300  
 In confezione « Self-Service »  
 Prezzo di listino L. 11.700

abbiamo provato con  
i metodi tradizionali,  
abbiamo provato in  
tutti i modi possibili,  
ma il rumore di fondo  
è tanto basso da non  
risultare percepibile

GIRADISCHI

**THORENS**

TD 150



Vendita e assistenza in Italia

**SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.**

Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12

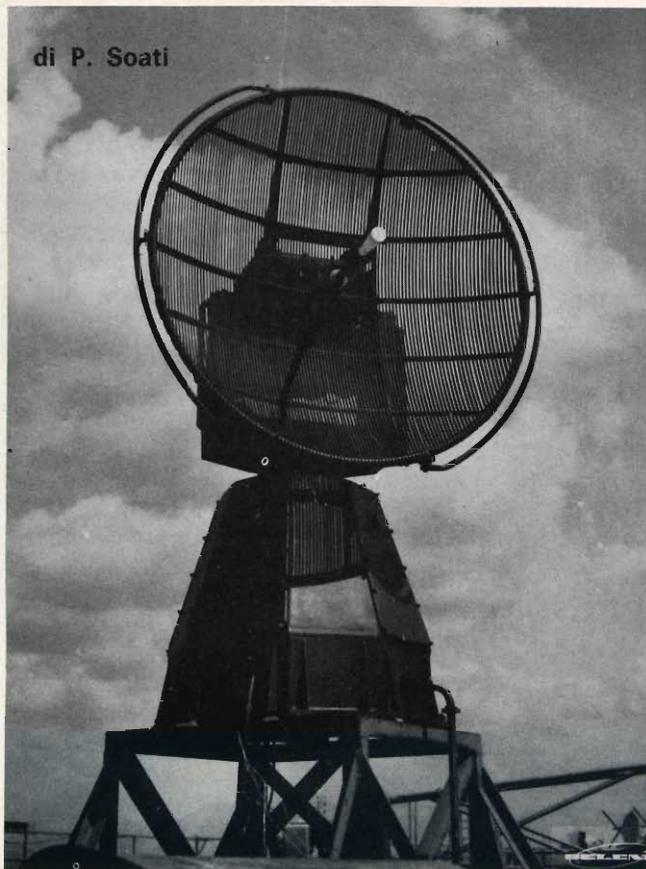




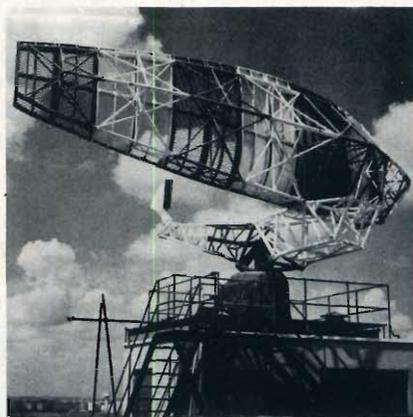
**VIDEO  
RISATE**



di P. Soati



**LE  
COMUNICAZIONI**



# IL TELEGRAFO ELETTRICO

IV Parte

**L**e antiche cronache riferiscono di un apparato da segnalazione dovuto allo studioso greco di cose militari Enea Tattico (360 a.C.), la cui ricostruzione è stata esposta nel 1964 ad una esposizione viennese. Attorno all'anno 1000 in vetta al Monte di Portofino, la Repubblica genovese istituì un centro di segnalazione mediante fuochi accesi, da poggio a poggio. Si trattava di un telegrafo ottico che in varie occasioni si rivelò molto utile, come ad esempio nel 1494 allorché Ibleto Fie-

schì assalì Rapallo conquistandola. Subito informati dell'accaduto dai fuochi di Portofino Vetta, i genovesi partirono immediatamente al contrattacco riuscendo in breve a scacciare l'invasore.

Più recentemente fra coloro che per primi tentarono di allargare il raggio di azione delle comunicazioni fra gli uomini, si deve citare Giovanni Battista Porta, nato a Napoli (1540-1615), inventore della camera oscura, il quale era convinto che

fosse possibile comunicare a distanza ricorrendo all'impiego di segnali trasmessi tramite dei speciali specchi concavi.

L'argomento relativo ad una più rapida trasmissione delle notizie fu anche affrontato dal padre piacentino Paolo Casati (1617-1707) e dal padre vicentino Borgo (1731-1794), e, sempre su questa materia, nell'anno 1684 il fisico inglese Roberto Hooke pubblicò una serie di appunti molto interessanti.

Nel 1690 il fisico francese Guillaume Ammontons (1663-1705) proponeva di collocare, a determinate distanze l'uno dall'altro, degli uomini provvisti di cannocchiali i quali, mediante dei segni convenzionali, avrebbero potuto trasmettere rapidamente, a delle distanze notevoli, le notizie di una certa importanza. La sua proposta non ebbe, in quell'epoca, alcuna applicazione pratica.

In linea di massima si può affermare che tutti i tentativi effettuati per risolvere la telegrafia elettrica prima della scoperta della pila, riuscirono del tutto inutili, anche se fisici e studiosi, molti dei quali di nazionalità inglese e russa, tentarono di costruire degli apparati adatti a comunicare a distanza, facendo ricorso all'elettricità statica.

Sembra ormai certo che il primo riferimento al TELEGRAFO ELETTRICO sia quello di un padre gesuita anonimo che nel 1650 ne fece cenno nel suo libro **HILARIA MATEMATICA**, ma è pure interessante segnalare un progetto di telegrafo fatto dal professore di fisica dell'Università di Roma Giuseppe Bozzolo, nel 1707, mediante il quale si otteneva una specie di alfabeto tramite dei raggruppamenti di scintille che venivano fatte scoccare a distanza, per mezzo di un filo conduttore, da una macchina elettrostatica.

Gli esperimenti più noti di quell'epoca furono effettuati dallo svizzero Giorgio Luigi Lesage nel 1774 e dal tedesco Reiser nel 1794, che naturalmente ebbero soltanto un carattere da laboratorio.

Fu soltanto nel 1792 che il francese Claude Chappe, nato a Brulon il 20 dicembre 1763, inventò, in concorrenza ai tentativi suddetti, il telegrafo ottico che porta

il suo nome e sul quale vale la pena di intrattenerci, dato che nel primo cinquantennio del secolo scorso destò molto interesse raggiungendo una grande diffusione.

Si trattava in effetti di un apparecchio molto ingegnoso per nulla complicato, ideato dal Chappe quasi per giuoco, per il fatto che egli se ne serviva per comunicare dalla sua abitazione con i quattro fratelli che si trovavano in una pensione e che, dopo alcuni accorti perfezionamenti ed un collaudo ufficiale favorevole, fu presentato, con il nome di TELEGRAFO AD ASTA, all'Assemblea legislativa di Francia.

Questa istituzione, anche in relazione alle vicende belliche del tempo, decise di realizzare un impianto di questo genere tra Parigi e Lilla, attribuendo nello stesso tempo all'inventore il titolo di ingegnere telegrafista. Il primo telegramma fu tra-

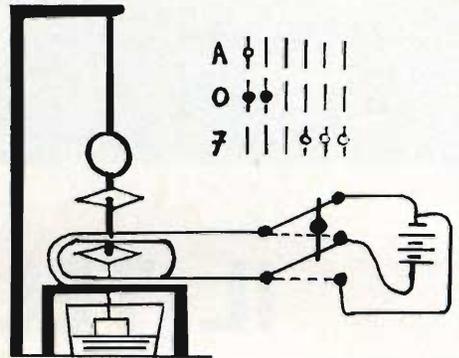


Fig. 10 - Telegrafo ad aghi realizzato dal fisico russo SCHILLING.

smesso il 30 Agosto 1794; con lo stesso veniva comunicata la notizia della presa della città di Conné da parte degli eserciti della Repubblica.

Il telegrafo ad asta si diffuse rapidamente in Francia e all'estero, tanto è vero che Napoleone lo fece installare anche in Italia.

Il 23 Gennaio 1805 Claude Chappe, amareggiato dai contrasti e dalle invidie che la sua invenzione aveva suscitato, moriva

tragicamente. La sua morte rimase sempre avvolta nel più fitto mistero.

Come abbiamo già detto fu soltanto dopo la scoperta della pila da parte del Volta che gli studiosi orientarono le loro ricerche sulla possibilità di trasmettere a distanza dei segnali facendo uso della corrente elettrica.

Il merito di aver realizzato il primo telegrafo di questo tipo sembra spettare al tedesco Sommering di Monaco, nell'anno 1809. Ad ogni modo si trattò soltanto di un apparecchio sperimentale che non ebbe applicazioni pratiche.

scirono a trasmettere dei segnali fino alla distanza di mille metri.

Il professore Steinhell, al quale abbiamo accennato nel capitolo precedente, impiegò un apparecchio del suddetto tipo per allacciare Monaco con Bogenhausen rendendo possibile la riproduzione grafica dei segnali mediante l'applicazione alle estremità del galvanometro di un beccuccio ripieno di inchiostro. Il nome di Steinhell passò successivamente alla storia in relazione alla sua scoperta, fatta nel 1838, che gli permise di sopprimere il filo di ritorno del circuito, congiungendo fra loro

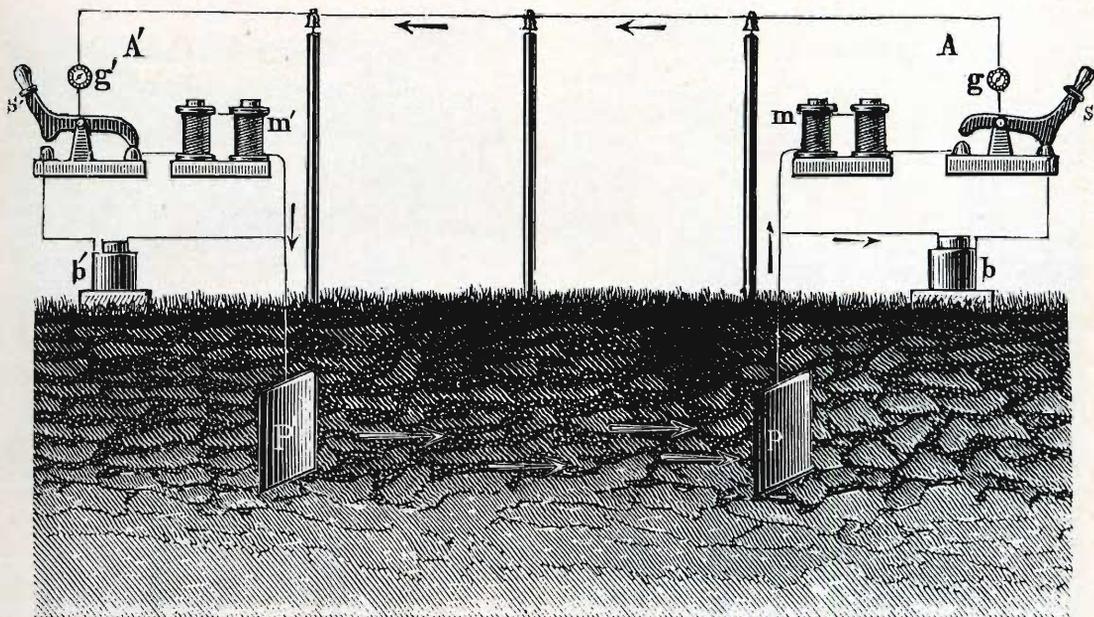


Fig. 11 - Abolizione del secondo conduttore, in un circuito telegrafico, mediante singole prese di terra.

Ampère propose invece un altro metodo collegando a ciascuno dei due fili che facevano capo ad una stazione ricevente un galvanometro. Soluzione questa che fu perfezionata nel 1833, con ottimi risultati, dal russo P.L. Schilling di Pietroburgo, che già aveva costruito il primo innesco elettrico per mine.

Sempre attorno agli anni 1833 e 1834 i due scienziati Gauss e Weber, facendo uso di apparecchi elettromagnetici, riu-

due stazioni telegrafiche mediante un solo conduttore connettendo l'altro alla terra.

L'udinese Magrini costruì, sempre in quell'epoca, un telegrafo a tre galvanometri, detto TELEGRAFO AD AGHI, le cui lettere risultavano dalle combinazioni che si ottenevano mediante le deviazioni in un senso o nell'altro di ciascuno dei tre aghi magnetici.

Un apparecchio similare, a due galvanometri, venne realizzato dall'inglese Wheas-



sendo stata adottata dalle maggiori catene giornalistiche del mondo, durante la prima guerra mondiale. In seguito essa fu largamente impiegata nelle emissioni telegrafiche e radiotelegrafiche e, durante la seconda guerra mondiale, abbinata ad un dispositivo di segretezza detto « telecuypton » facilitò notevolmente il compito degli addetti alle comunicazioni.

Attualmente i servizi telegrafici si sono talmente sviluppati, che si è sentita la necessità di attuare dei collegamenti diretti fra privati, in modo da alleggerire il normale traffico che viene avviato verso gli uffici degli enti preposti a detti servizi.

La soluzione del problema fu trovata attorno al 1935 in Germania dove venne inaugurato il primo servizio « TELEX » il

un braccio di mare, mediante l'uso di un conduttore isolato attraverso il quale fosse possibile scambiare dei segnali telegrafici, risalgono alla seconda metà del secolo scorso e furono fatti da studiosi, inglesi, russi, americani e francesi.

Soprattutto gli inglesi, comprendendo l'importanza che avevano tali ricerche, continuarono con tenacia i loro esperimenti, approfondendo in essi somme colossali che, se nella maggior parte dei casi andarono perdute, consentirono loro di acquisire, anche in tale campo, una esperienza veramente preziosa per l'avvenire.

Già nel 1747 erano stati eseguiti alcuni esperimenti di telegrafia sottomarina con trasmissione di corrente elettrica attra-

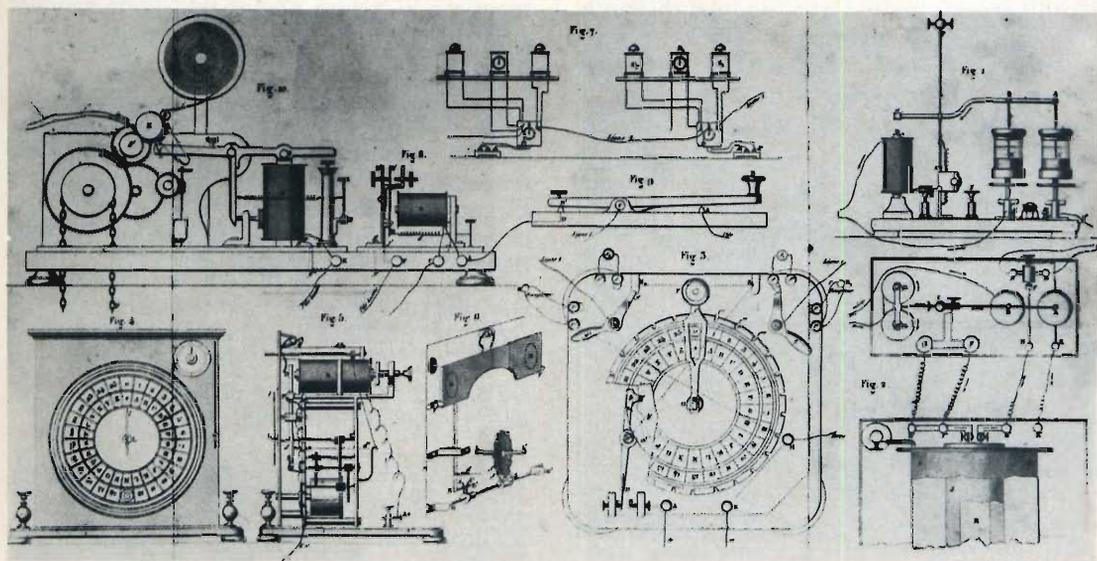


Fig. 14 - Schema di uno dei primi telegrafi stampanti da Jamin, « Cours de Physique » 24 vol. IV, tavola I°.

cui compito è per l'appunto quello di mettere a disposizione degli utenti privati un mezzo rapidissimo di comunicazione per lo scambio diretto di messaggi scritti, tramite macchine telestampanti, sia con l'interno della nazione sia con l'estero.

## CAPITOLO 4°

### LA TELEGRAFIA SOTTOMARINA

I primi tentativi per unire due città separate fra loro da un corso d'acqua o da

verso il Tamigi e nel 1749, da Beniamino Franklin, nel fiume americano Skuykill, oltre che dal De Luc nel lago di Ginevra, ma il primo vero e proprio tentativo di collegare un'isola alla terraferma, cioè l'Inghilterra all'Europa, ebbe luogo nel 1840.

I risultati furono pressoché negativi in conseguenza dell'enorme dispersione che presentava la linea adoperata in quella occasione.

Nel 1846 le possibilità di realizzare collegamenti di tale genere crebbero enormemente per il fatto che il maggiore americano Colt, già inventore delle note pistole aventi il tamburo rotante, riusciva a collegare New York con Brooklin facendo uso di un filo metallico ricoperto in gomma. Questa copertura isolante aveva però il grave inconveniente di deteriorarsi rapidamente in seguito all'azione corrosiva dell'acqua marina.

Il problema si avviò verso una soluzione definitiva soltanto nel 1849, cioè quando il dottor Montgomery scoperse la guttaperca, un succo vegetale che non si alterava a contatto con gli acidi e con l'acqua marina.

Nello stesso anno il Walker, nel porto di Folkstone, immergeva un filo di rame ricoperto con guttaperca, la cui estremità faceva capo ad un apparecchio telegrafico collocato a bordo di una nave con la quale poté comunicare fino alla distanza di 18 chilometri.

Nel 1850 veniva eseguito un collegamento sottomarino attraverso il passo di Calais, facendo uso di un conduttore di rame isolato sempre con guttaperca, secondo un progetto del Wheastone. Questo cavo, che era stato immerso fra Dover e Calais, a causa della sua fragilità, si spezzò ma nel 1851, dopo che si era provveduto a costruire un cavo molto più robusto, venne costruito un impianto definitivo che fu inaugurato facendo sparare in Inghilterra un cannone azionato dagli impulsi elettrici inviati dal territorio francese.

In brevissimo tempo la Gran Bretagna, l'Irlanda, ed il Belgio furono uniti telegraficamente fra loro e così pure la Danimarca con la Svezia, la Turchia con la Crimea, la Francia con l'Algeria e la Corsica, ed infine l'Italia dalla città di La Spezia, con la Corsica e la Sardegna e, successivamente, con l'Algeria (1854-1856).

La gloria di collegare l'America con l'Europa, facendo uso di cavi sottomarini, spettò a Ciro Field il quale, unitamente a suo fratello e ad altre persone, nel 1854 fondava la COMPAGNIA TRANSATLANTICA il cui scopo era quello di fabbricare un

cavo destinato ad essere immerso nell'Oceano Atlantico.

Notevole fu l'apporto dato a questa realizzazione da Lord Kelvin (W. Thomson), il quale fra l'altro costruì un sensibilissimo ricevitore cablografico.

Il 28 Luglio 1866 la regina Vittoria ed il presidente degli Stati Uniti Johnson potevano scambiare fra di loro i saluti e gli auguri di pace e di amicizia fra i due paesi.

E' senz'altro di notevole interesse segnalare come l'Italia posseda una fabbrica di cavi sottomarini che è una fra le più antiche dell'Europa continentale essendo in servizio ininterrottamente dal 1866. Essa fu fondata dal senatore Pirelli, che fu anche il primo ad introdurre la lavorazione della gomma e della guttaperca in Italia.

La Pirelli fino al 1924 si limitò a costruire cavi sottomarini destinati a tratti di mare piuttosto modesti, ma dopo tale anno la sua produzione venne estesa alla fabbricazione dei cavi sottomarini transatlantici.

#### STRALCI STORICI ESTRATTI DA:

Da SILVIO PELLICO - n° 67 pagina 323 - giornale pubblicato nel 1835

« La scrittura venne chiamata ingegnosa arte di dipingere il pensiero e di parlare agli occhi. Essa infatti esprime con caratteri le lettere e, a dir meglio, i suoni ed equivale alla parola. Il telefono è una invenzione che ha per fine di dare a' varj segni lo stesso valore de' suoni che si fanno udire parlando. E quindi cotesta scrittura aerea che si può leggere da lontano, onde il suo nome (che deriva dalle voci greche tele lontano, grapho scrivo).

Se da Roma a Pechino, dice un sagace scrittore, si stabilisse una ilnea telegrafica, si potrebbe dalla capitale del mondo cristiano scrivere alla metropoli dell'impero cinese e riceverne risposta in dieci o dodici ore, mentre un anno e mezzo a gran pena (!) basterebbe per la via ordinaria di navigazione.

La celerità delle notizie, scrive un giornale francese, col mezzo de' telegrafi è tale, che a Parigi si hanno nuove di Lilla (60 leghe) in

2 minuti; di Calais (68 leghe) in 4 minuti e 5 secondi; di Tolone (207 leghe) in 13 minuti e 50 secondi; di Baionna in 14 minuti; di Brest (150 leghe) in 6 minuti e 50 secondi.

Gli inglesi hanno perfezionato i mezzi meccanici della corrispondenza; nondimeno l'arte telegrafica sembra migliore in Francia che altrove; la macchina v'è meglio ideata, più semplice e più facile a muoversi; e il tuttinsieme dell'ordinamento telegrafico si procaccia l'ammirazione degli stranieri. Perciò dal Dizionario Tecnologico francese ricaviamo la seguente notizia. Per stabilire una linea telegrafica scelse di tratto in tratto; alcuni luoghi elevati per servire di stazione intermedie, e se occorre vi si fanno costruzioni per collocarvi le macchine sicchè si veggano dalle stazioni vicine; l'intervallo varia secondo i luoghi, ma suol essere prendendo un termine medio, di tre leghe. Ad ogni posto impiegansi due persone; e sono per lo più invalidi, che uniscono il loro salario portato da questo impiego (500 franchi all'anno), alla loro pensione, per migliorare stato. Ognuno è di fazione in ore stabilite, e si è certi della assiduità, poichè se mancasse, la comunicazione sarebbe interrotta, ed un segno inviato dalla prossima stazione indicherebbe rapidamente la sua assenza, e il castigo non tarderebbe. Quindi il telegrafo stesso indica se gli impiegati sono al loro dovere. Ad ogni estremità di una linea v'ha un direttore il quale corrisponde con Parigi; alcuni ispettori visitano di frequente per esaminare lo stato degli impiegati e la condizione delle macchine. Finalmente il secreto delle comunicazioni è affidato solo a due traduttori i quali conoscono il significato dei segnali, ed occupano ciascuna estremità della linea ordinando i segni che si devono fare. Questo significato però può cangiarsi dal Governo ogni qual volta volesse, e può anche inviare alcuni ordini direttamente, senza che i traduttori gl'intendano, purchè stabiliti da prima con quelli cui sono indirizzati. Alcuni segni sono noti a tutti gl'impiegati ai telegrafi, per mandare, se occorre, le nuove e gli ordini in luoghi intermedi.

Quegli che osserva è munito di cannocchiale infisso al muro e diretto verso il telegrafo che deve osservare, e un altro diretto verso quello cui trasmette i segni.

Stando seduto vede un segnale, e subito lo imita co' manubri; in pari tempo il telegrafo posto sopra l'edifizio prende le stesse posizioni. Registra ciascun segnale, e prima di farne nuovo, aspetta di esser sicuro che siasi veduto ed imitato fedelmente il primo. La durata d'ogni segnale è di circa 2 secondi. L'espressione di una parola, d'un periodo,

d'una lettera non esige che un segnale convenuto. La leva motrice acquista tra le mani dell'impiegato la forma e la posizione che si vuol dare allo strumento esterno, costruito con tal forza e solidità da resistere alle maggiori intemperie.

Gli avvisi possono venire ora da Parigi ora dal lato opposto, sicchè l'addetto ad un tele-

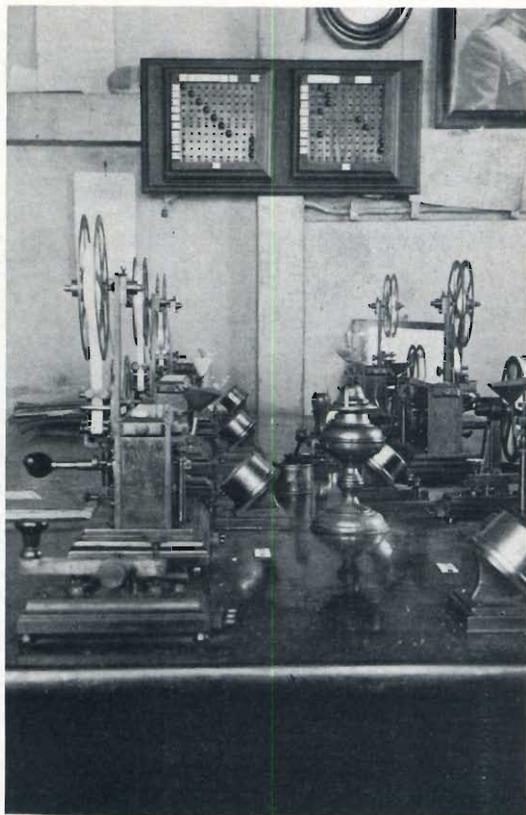


Fig. 15 - Stazione telegrafica-semaforica della Marina (anno 1935).

grafo manda ed ora riceve da ciascuno dei due vicini.

Quando giungono avvisi in pari tempo da ambo le parti, vi è un tal punto della catena che riceve i segnali ad un tratto da entrambi quelli che tiene vicini; ma fa subito segno ad uno di sospendere la sua serie di segni e adottare quella che ricevere egli. Questo segno trasmesso retrocedendo impone silenzio ad una delle cime fino a che l'altra abbia finito di parlare; allora riprende tosto i suoi segnali. Le istruzioni che hanno li impiegati

indicano loro quel' è la serie più importa di continuare.

*In alcuni casi l'impiegato è avvertito di copiare i segnali che vede a misura che li ripete, per leggerli poscia se sono di quelli che abbia la chiave, o mostrali agli ispettori.*

*Le funzioni degli impiegati ai telegrafi sono facilissime; occorre però una certa abitudine per ottenere ad un tempo la celerità de' movimenti e la sicurezza dei segnali.*

*Quando il cielo è nuvoloso, il telegrafo non può usarsi, e neppure la notte. Si cercò bensì di renderlo atto alle comunicazioni notturne, mediante fanali, ma questo sistema esigeva particolari cure e spese notabilissime, onde vi si rinunciò. Giudicossi che il giorno fosse più che bastante a tali comunicazioni, le quali del resto erano ugualmente interrotte nei tempi burrascosi ».*

## CAPITOLO 5°

### IL TELEFONO

Desterà senz'altro una certa sorpresa nei nostri lettori la notizia che già nel lontano 1630 Galileo Galilei aveva avuto una singolare intuizione del telefono. Infatti nell'opera i **MASSIMI SISTEMI**, in un colloquio che avviene fra Sagredo, Semplicio e Salviati egli fa dire al primo le seguenti parole:

*« ... Voi mi fate avvenire di uno, che mi voleva vendere un segreto di poter parlare per via di certa simpatia di aghi calamitati, a uno che fusse stato lontano due o tre miglia, e dicendoli io che volentieri l'avrei comprato, ma che volevo vederne l'esperienza, e che mi bastava farla stando io in una delle mie camere ed egli in un'altra, mi rispose che in sì piccola distanza non si poteva veder bene l'operazione; onde lo licenziai col dire che non mi sentivo per allora di andare al Cairo, o in Moscovia per vedere tale esperienza; ma se pure voleva andare esso, che io avrei fatta l'altra parte restando in Venezia ».*

La risoluzione del problema della trasmissione del suono o della parola a distanza interessò sempre gli studiosi, alcuni dei quali condussero delle esperienze che però non uscirono mai dai limiti del laboratorio, come, ad esempio gli americani Gay-Elisha, e Robert Hook (1635-1703), che nel 1667 descrisse un suo esperimento sulla trasmissione del suono tramite un filo teso, il belga Bourseul

(1829-1912) e l'Italiano Innocente Manzetti (1826-1877), ingegnere di Aosta, che nel 1864 inventò una specie di telefono che battezzò con il nome di TELEGRAFO PARLANTE.

Comunque l'autentico inventore del telefono è considerato il Meucci (1871).

Antonio Meucci (1808-1889), era un meccanico fiorentino emigrato nell'Avana. Nel 1835, in questa città, concepì il modo di comunicare a distanza con la parola mediante un apparecchio che chiama TELEGRAFO DELLA PAROLA.

Dal 1844 al 1848 egli ritornò in Italia per partecipare alle guerre rivoluzionarie con il grado di tenente. Dopo tale periodo fece ritorno all'Avana, dove rimase fino al 1850, epoca in cui fu distrutto il Teatro dell'Opera, presso il quale dirigeva gli impianti tecnici. Fra l'altro il Meucci è da considerare uno fra i primi ad applicare l'elettricità per la terapia delle malattie. Dall'Avana egli passò a New York, dove, nel 1853, ebbe come ospite Giuseppe Garibaldi.

Sulla storia dell'invenzione del telefono l'ingegnere Luigi Respighi, nel 1930, scrisse il volume « Sulla priorità del Meucci nell'invenzione del telefono ». D'altra parte sulla controversia sorta a suo tempo con il Bell circa la priorità di tale invenzione, occorre precisare che una sentenza della **Corte Suprema degli Stati Uniti**, in data 1888, in seguito ad azione promossa dalla stessa Bell Company, confermò che l'invenzione era da attribuire esclusivamente al Meucci.

Alexander Graham Bell (1847-1922), uno scozzese residente in America, in conseguenza degli studi di fonetica seguiti in gioventù, a ventitre anni si trasferì nel Canada e poi a Boston, dove tenne una cattedra per fisiologia per sordomuti. Non è possibile sapere fino a che punto gli fossero noti gli esperimenti condotti dal Meucci; ad ogni modo è doveroso ammettere che oltre ad aver ottenuto un brevetto in data 14 Febbraio 1876, a lui si deve il sorgere della prima industria telefonica, avendo egli perfezionato uno strumento da laboratorio in modo da renderlo commerciabile.

Al Bell, inoltre, deve essere pure attribuito uno dei primi tentativi di sfruttare le proprietà dei semiconduttori. Infatti egli aveva costruito un dispositivo che consentiva di modulare un fascio di luce con la voce. Detto fascio veniva concentrato a distanza su un elemento ricevitore al selenio che permetteva di riprodurre le parole pronunciate alla stazione di partenza.

ti fra loro, erano costituiti da un solo conduttore con ritorno a terra, esattamente come avveniva per la telegrafia. Però, a differenza di quest'ultima, nella quale si impiegavano dei conduttori di ferro, venivano usati conduttori di rame duro trafilato, la qual cosa consentiva di ottenere la massima resistenza meccanica congiuntamente ad una bassa resistenza elettrica.

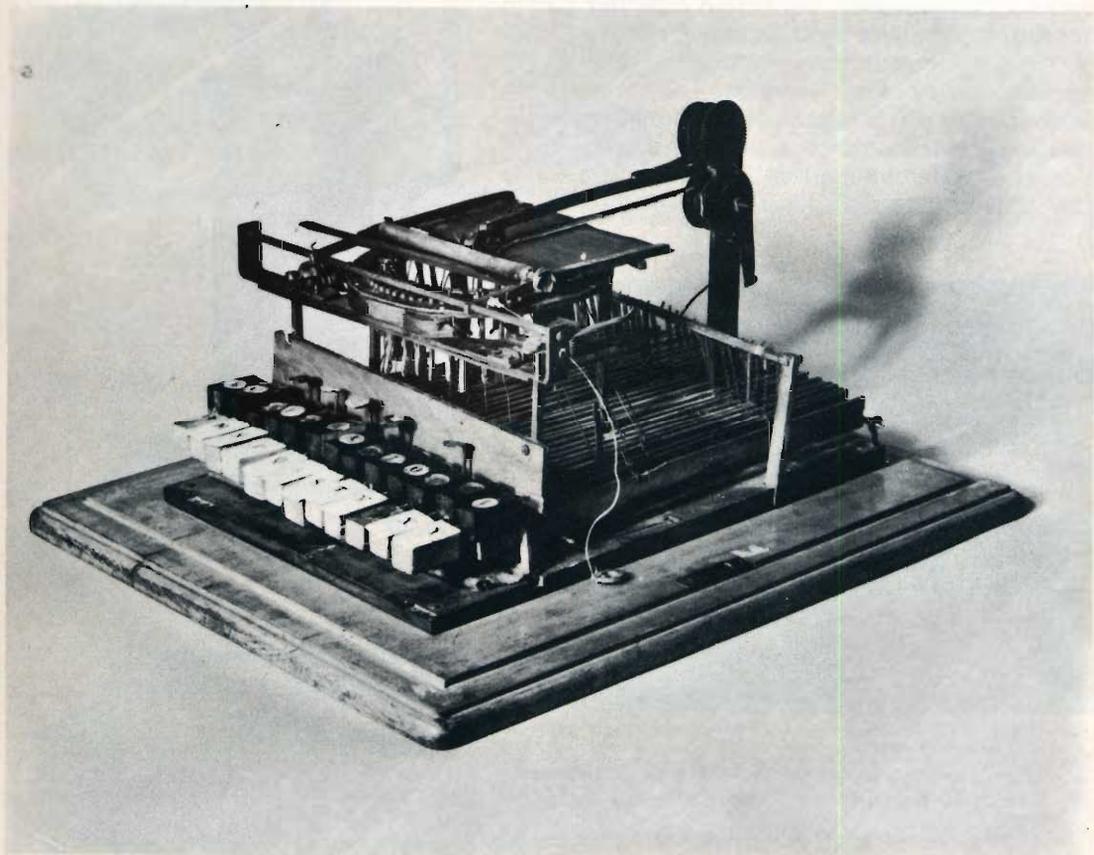


Fig. 16 - Uno dei primi esemplari di macchine per scrivere di G. Ravizza (1855) il «Cembalo scrivano».

Questo apparecchio, al quale il Bell diede il nome di FOTOFONO, può essere considerato il progenitore dei moderni radiotelefonici.

Tralasciamo di citare le tappe intermedie che portarono la tecnica telefonica a raggiungere il progresso attuale, riteniamo però sia il caso di precisare che i primi circuiti telefonici, destinati alle comunicazioni fra località relativamente distan-

La prima linea telefonica a lunga distanza fu realizzata nel 1883 fra Boston e New York, coprendo la distanza di circa 340 chilometri.

Attorno al 1918 la necessità di aumentare il numero dei circuiti indusse i tecnici a studiare nuove risoluzioni, ed è appunto in quest'anno che fecero per la prima volta la comparsa i sistemi a « frequenza portante », sulle linee aeree, i qua-

li consistevano nella sovrapposizione al circuito a frequenza vocale di più frequenze elevate (generalmente tre).

In tal modo la banda delle frequenze utilizzabili venne decuplicata passando da 3000 Hertz, necessari per una comunicazione, a 10.000 Hertz e successivamente a 30.000 Hertz.

L'introduzione della PUPINIZZAZIONE, cioè di un'induttanza artificiale che permise di correggere la costante di propagazione, e l'introduzione nei circuiti degli amplificatori telefonici, consentì di estendere sempre più il raggio delle comunicazioni telefoniche, tanto è vero che oggi giorno è possibile parlare, via cavo, tra due città situate agli antipodi fra di loro.

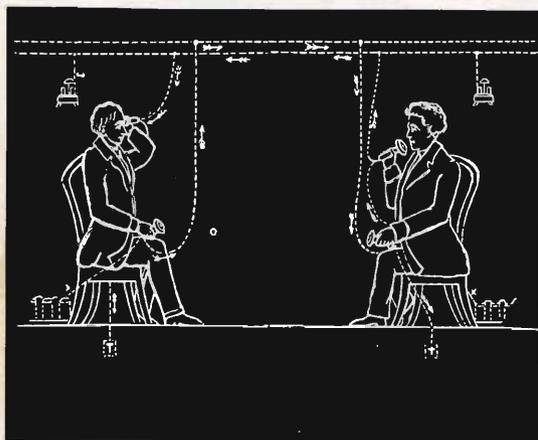


Fig. 17 - Schema del telefono di Meucci tratto dai documenti originali.

A questo proposito non è fuori di luogo confermare l'esattezza dell'affermazione che corre frequentemente sulla bocca degli utenti del telefono, per cui sarebbe più facile parlare, ad esempio, fra Roma e Buenos Aires che fra due località distanti fra loro pochi chilometri. Non si tratta di una semplice affermazione dovuta alla arguta fantasia del popolino, ma di una realtà, che frequentemente è confermata dalla pratica, e che dipende dalla cura con la quale sono realizzati e mantenuti gli impianti destinati a consentire le comunicazioni a lunga distanza, cosa che purtroppo non avviene per le linee locali.



Fig. 18 - Telefono dell'anno 1906.

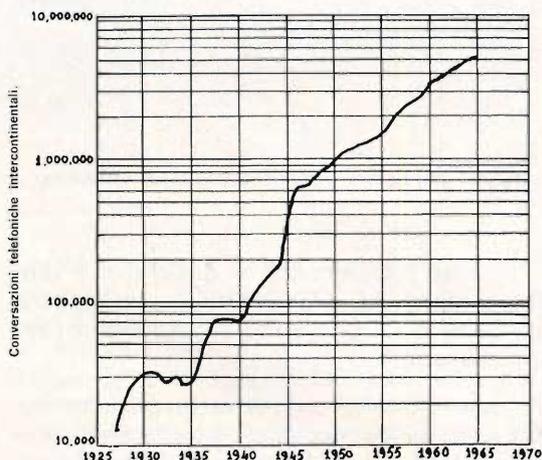


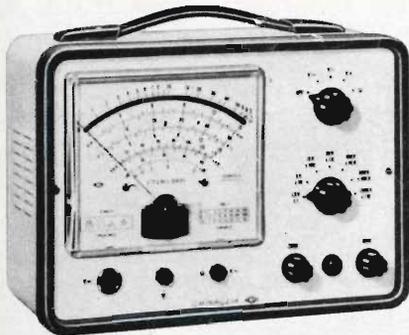
Fig. 19 - Incremento delle conversazioni telefoniche intercontinentali fra gli anni 1925 e 1965.



presenta:

## NUOVO VTVM 1001

Voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità.



Resistenza d'ingresso  
**22 MΩ cc - 1 MΩ ca**

**ACCESSORI SUPPLEMENTARI:**

Puntale per alta tensione mod. AT. 1001 per misure fino a 30 KVcc.  
Resistenza d'ingresso globale, con puntale inserito 2200 MΩ, fattore di moltiplicazione 100.  
Portate: 190 - 500 - 1500 - 5000 - 15.000 - 50.000 V (30 KVmax).

**Puntale alta tensione  
AT.-1001**



**SCATOLA** in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso g 2100.

**QUADRANTE** a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a colletto; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.

**STRUMENTO** CI, 1,5, 200 μA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magneti permanente.

**COMMUTATORI** di misura e di portata per le varie inserzioni.

**CIRCUITO** a ponte bilanciato con doppio triodo.

**VOLTMETRO ELETTRONICO** in cc.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate.

Precisione ± 2,5%.

**VOLTMETRO ELETTRONICO** in ca.: resistenze d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz ± dB; letture in volt efficace ed in volt picco picco. Precisione ± 3,5%.

**OHMMETRO ELETTRONICO** per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione ± 2,5%.

**CAPACIMETRO BALISTICO** da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.

**DISPOSITIVO** di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

**ALIMENTAZIONE** con cambio tensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.

**COMPONENTI** di prima qualità; resistenze a strato Rosenthal con precisione del ± 1%, valvole, semiconduttori e condensatori Philips.

**VALVOLE e SEMICONDUTTORI:** n. 1 valvola 6X4 ECC « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.

**CoSTRUZIONE** semiprofessionale.

**ACCESSORI IN DOTAZIONE:** cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc, con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca, e Ohm; istruzioni dettagliate per l'impiego.

**PRESTAZIONI:**

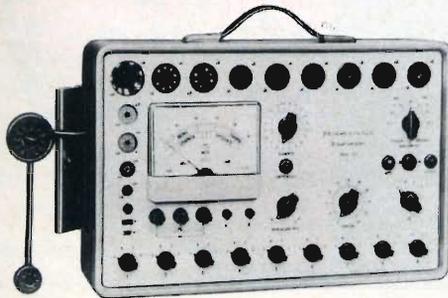
V ca	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (eff.)	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (p. p.)	7 portate	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1400 - 4000 V
Output in dB	7 portate	da -20 a +65 dB
Ohmmetro	7 portate	1 - 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 - 1000 MΩ
Cap. balistico	6 portate	0,5 - 5 - 50 - 500 - 5000 μF - 0,5 F

**Sonda per radiofrequenza mod. RF. 1001** con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace; massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

**Sonda radio frequenza  
RF.-1001**



## Provavalvole e provatransistori 891



**SCATOLA** in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 265 x 100. Peso g 4650.

**STRUMENTO** CI, 1,5, 1 mA, 50 Ω, tipo a bobina mobile e magneti permanente.

**EMISSIONE:** la prova di emissione viene eseguita in base alle tabelle riportate sul libretto d'istruzioni. L'efficienza si rileva direttamente dalla scala a settori colorati.

**CORTOCIRCUITI** e dispersioni rivelati da lampada al neon.

**DISPOSITIVO** di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

**VALVOLE:** americane ed europee di tutti i vecchi tipi ed inoltre è prevista la prova per le valvole Decal, Magnoval, Nuvistor, cinescopi TV dei tipi a 90° e 110°.

**ALIMENTAZIONE** con cambiotensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

Si possono provare tutti i tipi di transistori NPN o PNP normali e di potenza e tutti i diodi comunemente impiegati nel settore radio TV.

Le prove valgono sia per i tipi al germanio che per i tipi al silicio.

Con questo strumento si verificano: cortocircuiti, dispersioni, interruzioni e guadagno di corrente β.

Tutte le prove che l'apparecchio effettua sono prive di qualsiasi pericolosità sia per i semiconduttori in prova che per l'apparecchio.

## Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

**SCATOLA** in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso g 3300.

**AMPLIFICATORE VERTICALE:** campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x 10; 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x 1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp.; sensibilità 30 mV efficaci/cm.

**AMPLIFICATORE ORIZZONTALE:** campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 KHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.

**ASSE DEI TEMPI:** da 20 Hz a 25 KHz in 6 gamme con generatore interno.

**SINCRONIZZAZIONE** interna, esterna ed alla frequenza rete.

**COMANDI DI CENTRATURA** orizzontale e verticale.

**TENSIONE DI CALIBRAZIONE** incorporata da 1 V pp.

**ALIMENTAZIONE** con cambiotensione universale da 110 a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

**VALVOLE e SEMICONDUTTORI IMPIEGATI:** n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.

**CoSTRUZIONE** semiprofessionale con componenti di prima qualità.

**ACCESSORI IN DOTAZIONE:** puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.



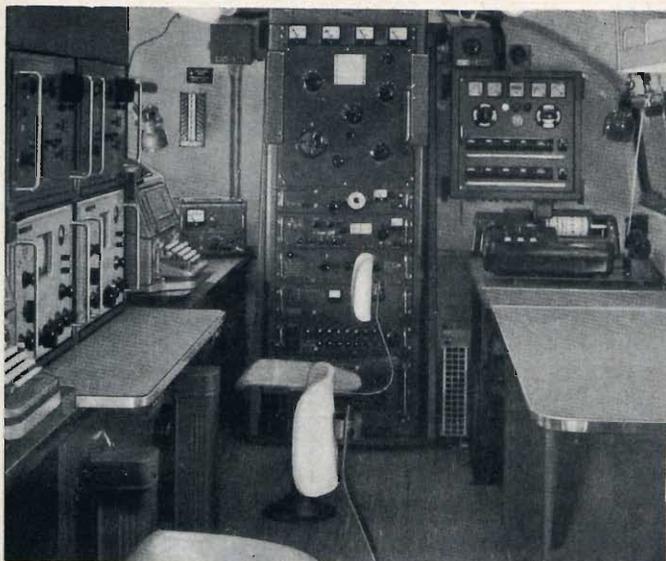
# OPERAZIONE A PREMI

**G.B.C.**  
Italiana

E' iniziata con il 1° novembre la nuova Operazione a Premi G.B.C. e la chiusura della medesima è prevista entro il 10 settembre 1969. I premi posti in palio sono molti e ricchi; vi è persino la possibilità di guadagnare una FIAT 124, oltre a televisori, biciclette, collane di perle, orologi, canotti pneumatici e ciclomotori, oggi tanto di moda.

Non si è nemmeno tralasciato di dare ai tecnici la possibilità di ricevere oggetti a loro utili. Infatti, fra i premi vi sono tester, trousse e molti altri strumenti di lavoro. Per maggiori informazioni, ci si può rivolgere presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.





## RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

# TARATURA DI FORTUNA DEI TX

## ANTENNA A "V" ROVESCiato

**F**ra le maggiori difficoltà alle quali vanno incontro i radioamatori, nel caso non siano in possesso di strumenti di misura aventi elevate doti di stabilità, vi è anche quella relativa alla taratura dei loro apparati, specialmente i trasmettitori.

In questo caso le opere tecniche in commercio consigliano l'utilizzazione delle frequenze standard che sono emesse in molte località della terra, quali gli Stati Uniti, URSS, Australia, Giappone, Sud America, Italia etc., generalmente su 5, 10, 15, 20 e 25 MHz.

Purtroppo l'impiego di tali emissioni non è sempre sufficiente a soddisfare le esigenze dei radioamatori dato che esse consentono il controllo di un limitato numero di frequenze anche ricorrendo all'espedito del quale parleremo oltre. L'ostacolo può essere superato più agevolmente se si farà riferimento ad un certo numero di stazioni radiofoniche che

trasmettano sulla gamma dei 7 MHz e la cui stabilità sia notevolmente elevata.

Prima di addentrarci nella spiegazione del metodo da noi suggerito facciamo seguire l'elenco aggiornato delle principali emittenti di questa gamma, da 7100 a 7300 kHz mentre ci riserviamo di pubblicare quello delle stazioni comprese fra 7000 e 7095 kHz. Nell'elenco è indicata la frequenza in Hz, il nome della stazione, la nazionalità e l'orario di trasmissione più adatte alla ricezione in Italia. Tali ore sono riportate in GMT (tempo medio di Greenwich) allo scopo di non creare confusione con l'ora legale e l'ora TMEC (tempo medio Europa Centrale).

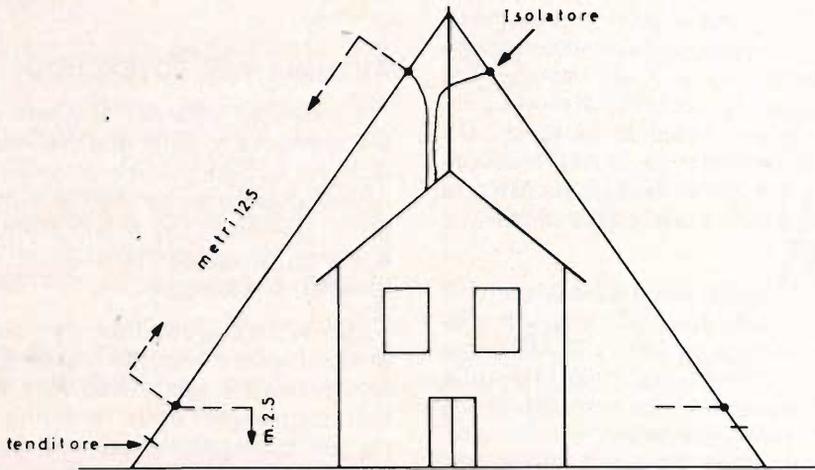
Il metodo da seguire per effettuare la taratura di un trasmettitore da parte di un radioamatore è piuttosto elementare. Ammettendo che l'OM sia in possesso di un buon ricevitore, non dovrà fare altro che identificare alcune delle suddette stazio-

FREQUENZA	STAZIONE	NAZIONE	ORARIO DI ASCOLTO	
7100,250	BUDAPEST	Ungheria	0600-0630	1600-2230
7105,025	MADRID	Spagna	1300-2200	
7104,997	ASCENSION	Ascension	0400-0730	
7115,000	EUROPA RADIO	Germ. Port.	0415-2300	
7177,200	PEKING	Cina	2300-0130	
7120,005	LONDON	Inghilterra	0515-0730	1800-2330
7124,880	WARSZAWA	Polonia	0500-0700	1030-1200
7130,000	LONDON	Inghilterra	2200-0200	
7129,960	MOSKVA	URSS	0430-1000	
7130,045	LISBOA	Portogallo	0430-0800	
7135,022	MONTECARLO	Monaco	0515-2000	
7140,000	MOSKVA	URSS	0430-1000	1100-2130
7145,110	WARSZAWA	Polonia	1500-0200	
7150,004	LONDON	Inghilterra	0515-0900	
7155,100	R. LIBERATION	Germania	2400-0200	
7154,660	AMMAN	Giordania	0445-0800	1500-2300
7160,000	VATICANO	Vaticano	1800-1845	
7160,000	ROMA	Italia	1500-1600	
7165,005	EUROPA RADIO	Germ. Portog.	0400-1400	1500-2200
7170,015	LONDON	Inghilterra	1600-2300	
7175,020	CALTANISSETTA	Italia	0430-2045	
7180,100	BAGHDAD	Iraq	0500-0600	1030-2230
7185,025	BERLIN	Germania	0430-0800	1100-2300
7190,015	EUROPA RADIO	Germ. Portog.	0330-2400	
7190,005	MOSKVA	URSS	2400-0200	
7195,010	MONROVIA	Liberia	1830-2400	
7194,700	BUCAREST	Romania	1600-1700	1800-1930
7200,012	LONDON	Inghilterra	0300-0730	
7205,005	THESSALONIKI	Grecia	1400-2300	
7209,990	LONDON	Inghilterra	1800-0200	0730-0830
7214,980	DELHI	India	1700-2200	
7219,980	BUCAREST	Romania	2000-2200	
7224,500	SEBAA AIOUN	Marocco	2200-0200	
7230,000	LONDRA	Inghilterra	0300-0530	1830-2300
7235,2	DAMOSCUS	Siria	1100-1700	
7240,010	FREDRIKSTAD	Norvegia	1100-1300	
7240,000	MOSKVA	URSS	1700-2100	
7249,985	VATICANO	Vaticano	1000-1200	1500-2100
7254,300	SOFIA	Bulgaria	1200-1300	1900-2300
7255,300	PARIS	Francia	2000-2100	
7260,000	LONDON	Inghilterra	0400-060	1800-2200
7259,900	PARIS	Francia	1630-1900	
7265,004	RUHDORF	Germania RD	0400-1600	1800-2000
7270,015	LONDON	Inghilterra	1730-2030	
7275,000	ROMA	Italia	0430-0530	1915-2230
7279,950	PARIS	Francia	1900-2200	
7285,410	WARZAWA	Polonia	1030-2300	
7290,000	ROMA	Italia	1430-1700	1700-1800
7295,2	MOSKVA	URSS	2330-0200	
7294,950	ATHINAI	Grecia	1100-1700	
7302,080	TIRANA	Albania	1500-03	0330-0800

ni, di cui più sopra abbiamo dato l'elenco, ed in modo particolare di quelle che hanno la frequenza per cui desidera eseguire la taratura del proprio trasmettitore. Naturalmente dovrà segnare la corrispon-

In genere è consigliabile agire in modo da individuare le stazioni che si trovano alle estremità della gamma e quelle centrali, dopo di che, per interpolazione sarà più facile riconoscere le altre.

1

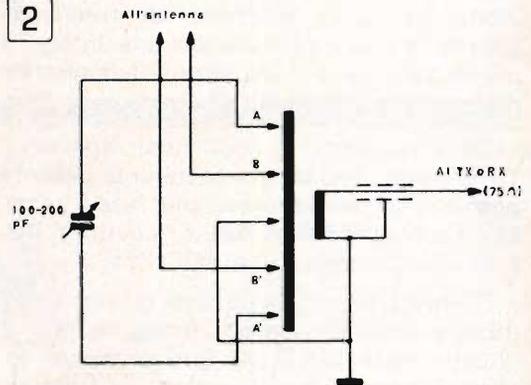


dente posizione sulla scala del ricevitore stesso a meno che il controllo, alle varie frequenze del TX, non sia effettuato non appena si è identificata la frequenza di una data stazione. In questo caso si lascerà il ricevitore nella posizione di sintonia corrispondente a detta stazione e, dopo avergli dato tensione, si regolerà la sintonia del trasmettitore fino a portarla a coincidere con la sintonia del ricevitore. Nel primo caso, invece, dopo aver segnato le varie frequenze sulla scala del ricevitore la regolazione del trasmettitore verrà fatta successivamente per ogni punto della scala del ricevitore.

L'identificazione delle stazioni da noi suggerite in linea di massima è relativamente facile (almeno per quelle che giungono con segnali più forti), occorre tenere presente che i loro segnali non sempre si sentono con la stessa intensità e che vi sono ore in cui esse sono meglio ricevibili rispetto ad altre. Ciò, oltre alla differenza delle condizioni di propagazione, è dovuto anche all'impiego di antenne direttive che vengono orientate con direzioni diverse a seconda del paese verso il quale le emissioni sono dirette, direzioni che vengono cambiate più volte nel giro dello stesso ciclo di una trasmissione.

Questo metodo al quale è consigliabile attenersi per effettuare eventuali tarature in banda 7 MHz, è anche valido per le gamme dei 14,21 e 28, nelle quali non esistono stazioni di radiodiffusione, per il

2



fatto che esse corrispondono rispettivamente alla seconda, terza e quarta armonica dei 7 MHz. Partendo dalla frequenza fondamentale in banda 7 MHz è possibile risalire al valore di frequenza armonica in qualsiasi delle suddette gamme, mediante l'impiego di un generatore di segnali oppure del trasmettitore stesso.

Infatti se si porterà la sintonia del trasmettitore a coincidere in banda 7 MHz su una qualsiasi delle frequenze che interessano, commutando il ricevitore sulle suddette gamme potremo udirne le varie frequenze armoniche. Quindi se il TX sarà sintonizzato, ad esempio su 7100 corrispondente alla frequenza di Budapest, controllata sulla scala del ricevitore, commutando quest'ultimo sulla banda dei 14 MHz udiremo la seconda armonica su 14200 kHz, mentre in banda 21 MHz sarà udibile la terza armonica sulla frequenza di 21300 kHz ed in banda 28 MHz la quarta armonica sulla frequenza di 28400 kHz.

Qualora si desiderasse sintonizzare il TX sulla frequenza di 14300 kHz, cercheremo di individuare in banda 7 MHz una stazione che trasmetta su 7150 kHz sulla quale sintonizzeremo successivamente il TX. Eseguito tale azzeramento commuteremo il ricevitore in banda 14 MHz segnando il punto di sintonia su tale gamma corrispondente alla seconda armonica, dopo di che commuteremo in tale banda anche il TX il quale verrà azzerato sul punto segnato.

Nell'eseguire queste operazioni occorre tenere presente che trovandosi il ricevitore nelle vicinanze del trasmettitore è possibile anche la ricezione di frequenze spurie le quali, pur avendo una intensità più debole della frequenza fondamentale possono essere causa di errori.

Di conseguenza è opportuno regolare il TX in modo che eroghi la minima potenza possibile e mantenere il più lasco possibile l'accoppiamento con il ricevitore, magari allontanando l'uno dall'altro.

Si dovrà altresì aver cura di non sintonizzarsi sulla frequenza immagine, che in queste condizioni è sempre presente anche in ricevitori aventi una media frequenza di valore elevato. In linea di massima i moderni ricevitori hanno l'oscillatore tarato sulla frequenza superiore di modo che la frequenza immagine si dovrà riscontrare ad un valore inferiore del doppio del valore della media frequenza rispetto alla frequenza portante. (Se il ricevitore è ad esempio accordato su 7000 kHz, ed abbia una media frequenza di 450 kHz, la frequenza immagine dovrà

riscontrarsi su 6100 kHz). Comunque per evitare errori, che possono trarre in inganno operatori, anche sufficientemente esperti, è consigliabile la ricerca preliminare tanto della frequenza fondamentale tanto di quella immagine naturalmente con il TX in funzione.

## ANTENNA A V ROVESCIATO

L'antenna, nota con il nome di antenna a V rovesciato, della quale pubblichiamo il disegno in figura 1, è molto usata all'estero per coprire le bande dei 10, 15, 20, 40, 80, e 160 metri ed il suo maggior pregio è quello di necessitare di un solo punto elevato di appoggio.

Come i radioamatori, che non sono in grado di usare antenne rotative, sanno che non sempre è facile risolvere il problema dell'ancoraggio delle antenne che hanno due sostegni elevati, e di conseguenza la soluzione da noi indicata è senz'altro utile per superare tali difficoltà.

La distanza fra il punto più elevato dell'antenna ed il suolo dovrà essere, in linea perpendicolare, di 11,5 metri. Come ancoraggio potrà essere usato un palo simile a quello impiegato normalmente per il fissaggio delle antenne televisive (ad esempio il palo componibile della G.B.C. - NA/1400-00).

I due conduttori di rame duro che costituiscono l'antenna vera e propria, dovranno avere ciascuno la lunghezza di 12,5 metri, ed una sezione piuttosto elevata. La distanza a terra fra i due punti di fissaggio sarà di circa 23 metri.

Gli isolatori verso terra è opportuno siano collocati ad un'altezza minima di metri 2,5 (altezza perpendicolare rispetto a terra) in modo che se l'antenna è usata in trasmissione non possano verificarsi incidenti alle persone.

La linea di alimentazione dovrebbe essere composta da due conduttori spazati fra di loro di 1,5 centimetri, tramite degli isolatori posti alla distanza di un metro e mezzo l'uno dall'altro. Comunque, specialmente nel caso che l'antenna sia usata in trasmissione prevalentemente per le bande degli 80, 40 e 20 metri, detta discesa potrà essere sostituita dalla piat-

tina avente l'impedenza di 300 ohm. In tal caso è opportuno scegliere un tipo di piattina a minima perdita e con conduttori aventi un diametro molto elevato.

Esistono diversi metodi per eseguire l'accordo dell'antenna con il trasmettitore o con il ricevitore.

Nei ricevitori di tipo professionale che in genere dispongono di un ingresso di tipo bilanciato la linea può essere collegata direttamente ai morsetti d'ingresso. Comunque tanto in trasmissione quanto in ricezione, allo scopo di ottenere i migliori risultati possibili, è consigliabile la realizzazione del dispositivo di accordo illustrato in figura 2.

La bobina di accordo di tale dispositivo è composta da n. 26 spire di filo avente il diametro di millimetri 1,2, avvolte su un

tubo di materiale a minima perdita di 50 millimetri di diametro. Essa dovrà avere la lunghezza di 75 millimetri.

L'avvolgimento secondario è costituito da tre spire, di filo bene isolato, avvolte al centro della bobina di accordo.

I due punti A A' e B B' dovranno essere disposti simmetricamente, cioè alla stessa distanza dal centro della bobina.

Le prime due prese (A A') saranno regolate in modo da ottenere le condizioni di risonanza e le altre due affinché sia possibile caricare in modo conveniente l'antenna.

Tutto il dispositivo sarà contenuto in una scatola blindata che sarà collocata nelle immediate vicinanze del trasmettitore o del ricevitore.

#### POTENZIOMETRI a strato di carbone e a filo



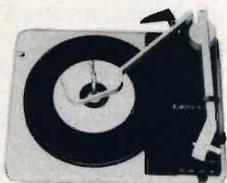
Potenzimetri speciali per TV a colori

#### MODELLI TRIMMER semifissi e miniatura



# LESA

#### CAMBIADISCHI



modelli a corrente alternata e a corrente continua,  
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

#### GIRADISCHI



#### Altri prodotti per l'industria

Motori frazionari a cc e ca  
Cartucce piezoelettriche  
Interruttori rotativi  
Interruttori con chiave

*Invio gratuito dei cataloghi*

**LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO**  
Uffici Regionali:  
**TORINO - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA**

# COME COMPERARE BENE

LIRE 179.000



2 AA/0918-00



RA/0340-00 \*



ZA/0684-02

## Diffusori

Potenza nominale: 5 W  
Campo di frequenza:  
80 ÷ 18.000 Hz  
Altoparlanti: 1 woofer  
1 tweeter  
Impedenza: 4 Ω

## Giradischi stereo

4 velocità  
Braccio in lega leggera  
bilanciato  
Pressione d'appoggio  
regolabile da 0 ÷ 4 g  
Corredato di cartuccia  
stereo tipo SP7  
Alimentazione: 220 V - 50 Hz

## Amplificatore-Sintonizzatore- stereo AM-FM

Interamente transistorizzato.  
Ingressi per registratore e giradischi. Indicatore automatico di sintonia ed AFC. Decoder stereo incorporato.

## Sezione Amplificatore

Potenza d'uscita musicale  
per canale: 8 W  
Risposta di frequenza:  
60 ÷ 15.000 Hz  
Sensibilità: 500 mV  
Distorsione armonica: 1%  
Impedenza: 3-5 Ω

## Sezione Sintonizzatore

Entrata d'antenna: 75 Ω  
Gamma di frequenza:  
FM 88 ÷ 108 MHz  
OC 1.550 ÷ 4.000 kHz  
OM 520 ÷ 1.600 kHz  
OL 147 ÷ 320 kHz  
Risposta di frequenza:  
60 ÷ 15.000 Hz  
Distorsione armonica: 1%  
Alimentazione: 220 ÷ 240 V

\* Oppure: 1 RA/0240-00  
1 RA/0970-00  
1 RA/0930-00





## RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

### REALIZZAZIONE DI CIRCUITI SICURI ED A BASSO COSTO MEDIANTE PELLICOLA DI TANTALIO

(Da « Electronic Components » -  
Maggio 1968)

È stato possibile dimostrare che creando un deposito di tantalio sotto vuoto, in determinate circostanze, è possibile produrre circuiti costituiti da una sottile pellicola di costo assai limitato, con caratteristiche di stabilità termica eccezionali.

Agli albori della microelettronica, la tecnologia delle pellicole depositate e quella dei semi-conduttori erano considerate in rivalità tra loro, e la determinazione di quale delle due avrebbe avuto il sopravvento era oggetto di polemiche. Attualmente, esiste una notevole tendenza ad accettare il fatto che i due aspetti della microelettronica presentano ruoli complementari da svolgere; i circuiti in-

tegrati standardizzati a semi-conduttore nel campo della realizzazione di funzioni attive basilari, e il metodo delle pellicole depositate agli effetti della realizzazione di circuiti che presentino una precisione ed una potenza notevoli, ove sussistano le necessità di particolari funzioni che non possono essere ottenute da parte dei dispositivi di tipo standard.

Nei confronti dei circuiti a pellicola sottile, descritti nell'articolo che recensiamo, tutte le resistenze sono ricavate da un'unica pellicola, e la regolazione dei rispettivi valori deve essere eseguita soltanto quando è necessaria una estrema precisione. La pellicola viene depositata mediante un processo di evaporazione sotto vuoto, il che presenta numerose analogie col ben noto processo della metallizzazione.

I motivi per i quali la scelta è caduta sul tantalio per la realizzazione delle pellicole

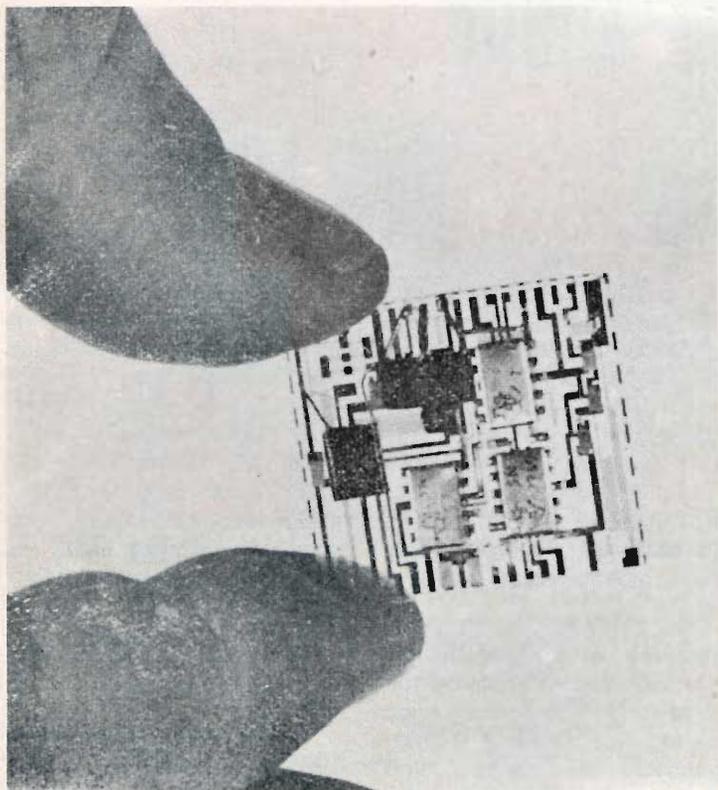
depositate per la fabbricazione di questi particolari tipi di circuito sono numerosi, e tra essi figura il fatto che questo elemento consente di realizzare pellicole assai stabili e dense, che — non appena vengono esposte all'aria — si ossidano in modo tale da acquistare anche una certa resistenza meccanica. Questa proprietà può essere usata per produrre resistenze che presentano un'elevata stabilità termica anche con temperature di funzionamento relativamente elevate.

Il sistema di evaporazione sotto vuoto scelto per ottenere le pellicole di tantalio ha ottenuto la preferenza non soltanto a causa della costanza delle condizioni di deposito, ma anche in quanto consente una maggiore adesione tra la pellicola ed il supporto che non gli altri metodi di fabbricazione. La scarica di evaporazione viene creata tra due elettrodi disposti parallelamente, dei quali il catodo è costituito da una lastra di

tantalio metallico, mentre l'anodo è costituito dagli stessi supporti della pellicola, che si affacciano attraverso una finestra per essere esposti alla scarica. La foto che qui riproduciamo rappresenta un esempio di circuito integrato realizzato appunto mediante la applicazione di circuiti e componenti resistivi ottenuti col metodo descritto. Come si può osservare, la lastrina pre-

Naturalmente, si tratta solo di un esemplare citato a titolo di esempio, mentre i moderni procedimenti di fabbricazione hanno consentito la realizzazione anche di altri tipi di circuiti assai più complessi. Ciò che conta, è che su un'unica basetta è possibile applicare più circuiti integrati, mentre il sistema di deposito della pellicola e dei componenti resistivi permette

ne, le prestazioni, e la confezione dei suddetti circuiti. La nota conclude inoltre affermando che allo stato attuale delle cose, i circuiti resistivi realizzati mediante pellicola di tantalio possono essere forniti con possibilità di soddisfare qualsiasi esigenza a carattere militare, ciò che maggiormente permette di soddisfare le esigenze di natura commerciale.



senta dimensioni che possono essere valutate approssimativamente in 20 x 20 millimetri, e consiste in un supporto trasparente in materiale isolante sul quale risultano depositati i circuiti ed i componenti resistivi, secondo un ordine prestabilito.

di effettuare le necessarie interconnessioni, riducendo enormemente sia l'ingombro che il peso, oltre al costo di produzione dell'intero dispositivo.

L'articolo fornisce numerosi dettagli per quanto riguarda il processo di fabbricazione,

## **METODO A DUE FASI PER ACCELERARE LE MISURE IN BASSA FREQUENZA**

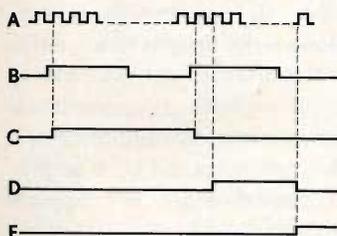
(Da « Electronics » -  
27 Maggio 1968)

L'impiego di un contatore che in primo luogo misura la durata del periodo, e successivamente converte la misura in quella diretta delle frequenze in cicli al secondo, permette di raggiungere una precisione paragonabile a quella ottenuta con le frequenze più elevate.

I misuratori di frequenza del tipo solitamente adatto ad eseguire misure precise con segnali a frequenza relativamente elevata non sono adatti per compiere la medesima funzione con frequenze molto basse. In un frequenzimetro di tipo convenzionale, il numero degli impulsi accumulati in un determinato periodo di tempo indica o la durata del periodo o la frequenza. Ciò — per contro — dipende dall'eventualità che gli impulsi vengano conteggiati durante un intervallo pre-determinato mediante una frequenza campione, oppure gli impulsi di quest'ultima vengono conteggiati durante un

intervallo di tempo prestabilito dalla frequenza del segnale di ingresso. Col metodo che viene suggerito nell'articolo che recensiamo, è possibile misurare sia la frequenza sia il periodo, con una precisione migliore dello 0,01 per cento.

Il metodo si basa sull'impiego di uno strumento che in primo luogo accumula gli impulsi della frequenza campione che passano attraverso un circuito « gate » che rimane aperto per un periodo del segnale di ingresso, e successivamente applica il segnale stesso ad un moltiplicatore che sintetizza la frequen-



za corrispondente. Questa frequenza, sviluppata da un oscillatore funzionante a 2 MHz, costituisce una rappresentazione del periodo del segnale di ingresso, che può essere sottoposta al procedimento di conteggio, e riprodotta.

Per fornire una idea approssimativa sulla tecnica di funzionamento del dispositivo, riportiamo una figura dell'articolo, nella quale A rappresenta gli impulsi a frequenza campione, B rappresenta la forma d'onda del segnale di ingresso, C il segnale me-

dante il quale viene effettuata la misura del tempo, D il segnale con cui si compie la misura del tempo e della frequenza, ed E rappresenta l'andamento del controllo del rapporto che intercorre fra il tempo e la frequenza.

La frequenza variabile viene prodotta da un apposito circuito, seguito dal moltiplicatore al quale abbiamo accennato. L'impulso superiore viene ottenuto combinando soltanto le uscite del primo e del secondo stadio binario, contenuti nell'intera apparecchiatura. Di conseguenza, si può fare in modo che un certo numero di impulsi (quattro nel caso illustrato) si presentino ogni intervallo di tempo avente una durata pre-determinata. Confrontando poi i periodi di tempo durante i quali ogni gruppo di impulsi si presenta con i periodi di tempo del segnale di ingresso e con gli impulsi prodotti dalle altre sezioni di controllo, è possibile ottenere la misura sia della durata di ciascun impulso, sia nel numero di impulsi che si verificano nell'unità di tempo.

## GLI SVILUPPI DELLA TV A COLORI CONTINUANO IN EUROPA

(Da « Wireless World » - Giugno 1968)

Sebbene attualmente siano già in funzione in Europa numerosi centri di trasmissioni per televisioni a colori, e sebbene la tecnologia sia diventata pressoché la medesima in ogni Paese, le ricerche tecniche e commerciali in questo campo specifico sono tutt'altro che in fase statica.

Alcuni anni or sono, le polemiche in merito erano assai più vive: oggi si può dire che tali polemiche si sono notevolmente attenuate, sebbene molto rimanga ancora da fare agli effetti del miglioramento dei dispositivi elettro-ottici, e dei procedimenti di elaborazione dei segnali entro le limitazioni imposte dai diversi sistemi suggeriti.

L'articolo propone alcune considerazioni agli effetti del tubo a raggi catodici a raggio singolo, descrivendo i vantaggi che esso presenta rispetto al cannone tricromatico, ed effettuando un razionale confronto tra le relative prestazioni. Oltre a ciò, l'autore conclude con alcune considerazioni sui vari tipi di telecamere, in particolare soffermandosi sui tipi miniaturizzati.

## I NUOVI CIRCUITI F.C.C. - PAL - SECAM

(Da « Electronique Professionnelle » - Maggio 1968)

Si tratta della seconda parte di un articolo la cui prima parte è stata pubblicata sul numero di marzo della medesima rivista. Questo capitolo è destinato agli amplificatori per segnali multiplex e per segnali di crominanza. In esso, viene messa in evidenza l'importanza del responso in ampiezza e del responso di fase, che porta all'adozione dei circuiti accordati nella banda della sottoportante.

La trasmissione dei segnali PAL e SECAM implica l'impiego di linee di ritardo che — a loro volta — implicano l'uso pratico di linee coassiali.

Questa seconda parte inizia col considerare i tempi di trasmissione dei segnali differenza, per passare poi alla diafonia dovuta al responso in ampiezza. Oltre a ciò, l'autore prende in considerazione i fenomeni di diafonia e di sdoppiamento del colore do-

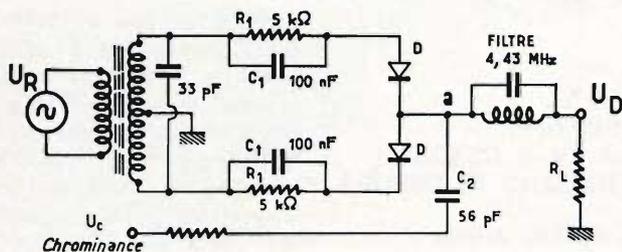
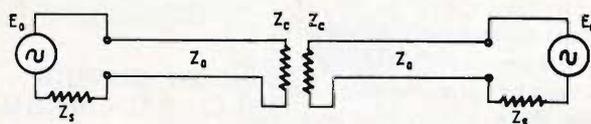
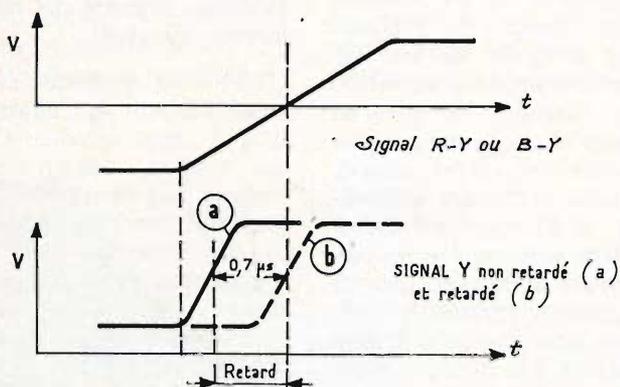
un'attenuazione di 6 dB alla frequenza dell'onda portante di immagine (come in tutti i ricevitori televisivi) ed inoltre si verifica sovente un'attenuazione di 6 dB anche alla frequenza della sottoportante. Tale attenuazione viene successivamente compen-

sostituire nello schema citato i due carichi  $Z_c$  mediante un solo carico che presenti un valore pari alla metà di ciascuno di essi.

Gli argomenti che vengono considerati successivamente sono le linee di ritardo, un confronto riguardante i vari tipi normalmente adottati, l'equazione generale di una linea, la linea di ritardo C.S.F., la frequenza della sottoportante del sistema SECAM, la modulazione della sottoportante nel sistema PAL, il demodulatore sincrono, ed infine il discriminatore di frequenza. La terza figura che riportiamo è lo schema elettrico del demodulatore sincrono del sistema PAL, nel quale  $U_r$  rappresenta la tensione dell'oscillatore della sottoportante del ricevitore,  $U_c$  il segnale di crominanza proveniente dall'amplificatore di crominanza, ed  $U_p$  il segnale demodulatore R-Y oppure B-Y.

La terza parte del medesimo articolo verrà infine dedicata alla stabilizzazione dei circuiti accordati per amplificatori a debole distorsione di fase. Questi circuiti sono di grande aiuto per ottenere le massime prestazioni da parte degli amplificatori di crominanza.

Per concludere, si tratta di un articolo che approfondisce notevolmente quelli che sono i più recenti progressi nel campo della televisione a colori, per cui potrà interessare tutti quei nostri lettori che svolgono studi ed attività in questo campo specifico.



vuti al responso di fase: sotto questo aspetto, a titolo di esempio, la prima figura che riportiamo mette in evidenza la grande utilità derivante dall'impiego di una linea di ritardo da 0,7 microsecondi nell'amplificatore di luminanza.

Nei ricevitori funzionanti sul sistema PAL si verifica

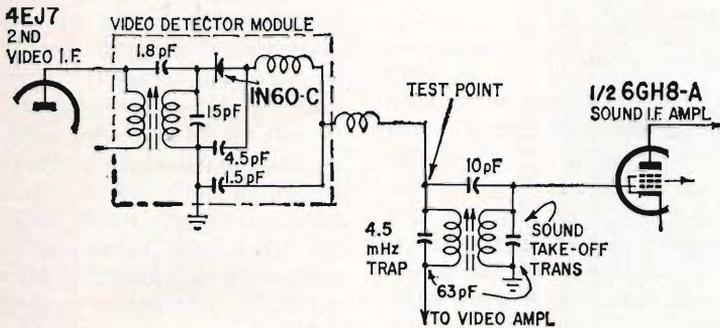
sata ad opera dell'andamento particolare della curva di responso dell'amplificatore di crominanza.

La seconda figura che riproduciamo mostra due generatori perfettamente adattati, nei quali cioè  $Z_s = Z_0 = Z_c$ . L'autore dimostra che è possibile

## GUASTI INSOLITI NEI RICEVITORI TV

(Da « Radio-Electronics » -  
Giugno 1968)

Il tecnico che si occupa della riparazione dei ricevitori televisivi deve affrontare le difficoltà derivanti dall'impiego di un numero sempre più nutrito di circuiti, che spesso differiscono tra loro sia pure in piccoli particolari. Una volta, l'unico tipo di televisore disponibile in commercio era quello funzionante a valvole ed in bianco e nero: attual-



mente, esistono invece ricevitori funzionanti con i cosiddetti circuiti solidi in bianco e nero, e — tra non molto — occorrerà allestire anche in Italia una tecnica ed una organizzazione di servizio per l'assistenza nei confronti dei ricevitori a colori, che — come quelli in bianco e nero — tendono sempre più ad essere realizzati in veste commerciale in conformità alla tecnica della miniaturizzazione.

Tutti i ricevitori, indipendentemente dalle loro caratteristiche circuitali, sono suscettibili di guastarsi in base ad una casistica che è ormai perfettamente nota ai tecnici che si occupano delle riparazioni. Tuttavia, a causa delle notevoli variazioni che sus-

stistono tra un modello e l'altro, è assai facile che si verifichino inconvenienti che possono essere considerati per lo meno insoliti.

Tali inconvenienti possono essere causa a volte di notevoli perdite di tempo, se — per la loro ricerca — si adottano i normali procedimenti di indagine. Ciò è particolarmente vero quando il difetto presenta numerosi sintomi, i quali possono dare un erroneo indirizzo al riparatore, che viene in tal caso a trovarsi in gravi difficoltà.

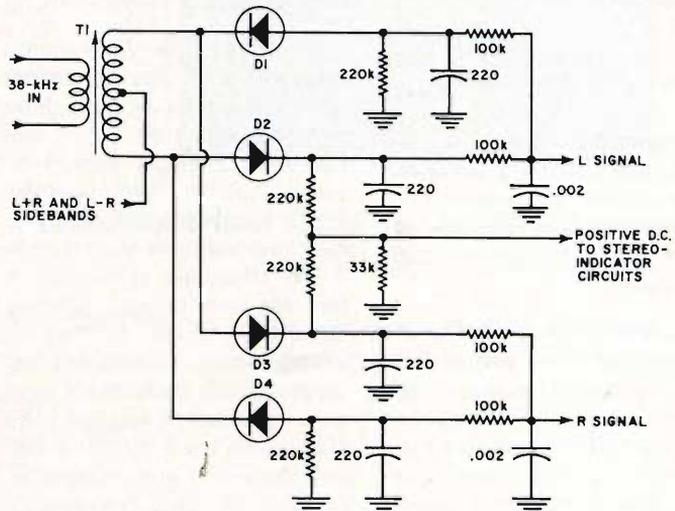
L'articolo esamina alcuni di questi difetti insoliti, suggerendo i mezzi di indagine e di ricerca del guasto più idonei a seconda dei sintomi che si

presentano. Ad esempio, nella figura che riportiamo l'autore suggerisce il punto nel quale è conveniente applicare l'ingresso verticale dell'oscilloscopio a raggi catodici per verificare l'integrità del segnale video composto. Come si può notare, il « test point » viene stabilito a valle dell'impedenza che si trova all'uscita del rivelatore video. La nota si dilunga anche su numerosi altri dettagli agli effetti dell'eventualità che si presentino contemporaneamente due guasti, nonché agli effetti del miglioramento della stabilità di funzionamento dei ricevitori, soprattutto quando essi presentano difficoltà di ricezione dovute al funzionamento in zone in cui il segnale è particolarmente debole.

## RICEVITORI FM STEREO PER AUTOVETTURE, TIPO 1968

(Da « Electronics World » -  
Giugno 1968)

L'impiego dei ricevitori funzionanti sul sistema stereo a modulazione di frequenza, an-



che per la realizzazione degli autoradio, è sempre più diffuso grazie al diffondersi della passione per l'ascolto stereofonico. Per questo motivo, l'articolo mette in primo luogo in evidenza la diffusione raggiunta da queste apparecchiature, e fornisce alcuni ragguagli circa i perfezionamenti tecnici, estetici ed economici che sono stati conferiti ai ricevitori di questo tipo destinati all'installazione sulle autovetture.

La nota si dilunga con un'interessante argomentazione sul rivelatore stereo bilanciato, seguita da alcuni ragguagli sull'elaborazione del segnale pilota. Vengono inoltre presi in considerazione i vari metodi di indicazione della ricezione di un segnale stereofonico, e vengono descritti altri particolari circuiti inerenti a questi tipi di ricevitori. L'articolo conclude infine con alcune norme atte a facilitare la ricerca dei guasti nei ricevitori stereo per autovetture.

Per quanto riguarda il ricevitore stereo bilanciato, riportiamo lo schema sul quale viene basata la descrizione, che rappresenta il tipo di rivelatore usato nella maggior parte dei ricevitori FM stereo per autovetture, come pure in alcuni tipi di ricevitori del medesimo tipo per impiego domestico. Naturalmente, questi stadi di rivelazione vengono realizzati esclusivamente con l'impiego di diodi accoppiati.

L'autore conclude infine affermando che — senza dubbio — i lettori possono imbattersi in autoradio funzionanti sul sistema stereo a modulazione di frequenza che siano diversi da quelli consi-

derati: tuttavia, adottando la medesima tecnica per la ricerca dei guasti e per l'allineamento, dovrebbe essere loro possibile effettuare con la medesima rapidità la ricerca dei guasti. In ogni caso, è sempre consigliabile disporre dello schema elettrico e delle istruzioni appositamente fornite dal fabbricante di ciascun modello.

### **METODO RAPIDO PER LA PROGETTAZIONE DI CIRCUITI ACCORDATI**

(Da « *Electronic Design* » -  
Luglio 1968)

Sebbene i circuiti oscillanti ad Alta Frequenza siano stati ormai standardizzati e siano disponibili in commercio in numerose versioni corrispondenti alle varie esigenze che possono presentarsi sia al tecnico progettista sia al tecnico riparatore, è assai utile conoscere un metodo che permetta il calcolo rapido dell'induttanza che una bobina deve presentare a seconda della sua frequenza di funzionamento e del valore della capacità che ad essa deve essere collegata in parallelo.

L'articolo che recensiamo suggerisce di partire innanzi tutto dal punto di vista della determinazione dei valori dell'induttanza e del fattore di merito. Sotto tale aspetto, l'autore fornisce semplici formule mediante le quali è possibile effettuare il calcolo, e fornisce inoltre uno schema descrittivo della tecnica di avvolgimento, ed una interessante tabella nella quale vengono elencati i rapporti che sussistono tra il diametro della bobina e la sua induttanza, in funzione della frequenza.

Con l'aiuto di questa nota, qualsiasi tecnico può rapidamente mettersi in grado di effettuare il calcolo di un'induttanza con una buona sicurezza di entrare entro limiti di tolleranza accettabili.

### **L'INTERMODULAZIONE NEGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTORI CON EMITTORE COMUNE**

(Da « *Electronic Engineering* » -  
Luglio 1968)

Le fonti della ben nota distorsione per intermodulazione nei transistori e negli amplificatori sono state oggetto di accurate indagini con lo scopo di migliorare il funzionamento delle apparecchiature agli effetti dell'eliminazione dei segnali spurii e dell'estensione della gamma dinamica, soprattutto negli amplificatori a larga banda, ed in particolare in quegli amplificatori che coprono la gamma compresa tra i 50 e 500 MHz.

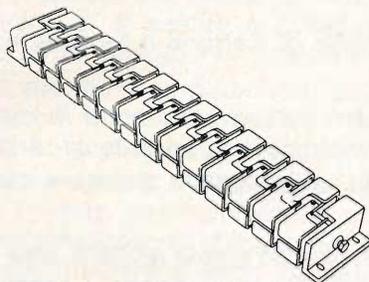
Per migliorare le prestazioni agli effetti della distorsione per intermodulazione, l'articolo considera le possibilità di impiego e le limitazioni imposte dalla controreazione. I miglioramenti più soddisfacenti possono essere ottenuti soltanto mediante l'impiego di dispositivi a bassa distorsione, e rendendo ottime le loro condizioni di funzionamento. Come transistorore a bassa distorsione è stato scelto il modello Mullard BFY90, e l'autore sostiene che un amplificatore che faccia uso di questo transistorore presenta una distorsione di terzo ordine ridotta approssimativamente di 20 dB se la si confronta con gli amplificatori funzionanti invece con transistori tipici.

# Alta tensione

Lo sviluppo di apparecchiature elettroniche di grande potenza come: trasmettitori radio e TV, modulatori ad impulsi, Radar di grande portata, acceleratori di particelle; hanno fatto aumentare enormemente la richiesta di raddrizzatori ad alta tensione con correnti elevate.

Le colonne alta tensione della International Rectifier sono state progettate per soddisfare queste esigenze.

*Nella fotografia viene illustrato un modulo componente delle colonne alta tensione.*



SEMICONDUTTORI AL SILICIO - DIODI ZENER  
RADDRIZZATORI CONTROLLATI

AEROSTUDIO BORGHI 6712-IR



## L'INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

Tutti i prodotti **IR** sono disponibili presso:

**L'ORGANIZZAZIONE DI VENDITA**

**G.B.C.**  
Itallana

Stab.: via Liguria 19 - 10071 Borgaro Torinese

Telef. 49 84 84 (5 linee) Telex 21257 Rectifit

Uff. Milano: via Medardo Rosso 16 - Tel. 60 08 36

# LA SCRIVANIA DELLO ZIO



## IL FARAONE E L'ELETTRONICA

*Delle piramidi d'Egitto, quella del faraone Kefrene figlio di Keope, è la più singolare: non contiene niente.*

*Le sue dimensioni sono tali da poter ingoiare il Duomo di Milano, la Cattedrale di Firenze, S. Pietro in Roma, l'Abbazia di Westminster e S. Paolo di Londra. Fate un po' il conto dei volumi.*

*Le piramidi sono tombe di faraoni, ma in quella di Kefrene il faraone non c'è e, a quanto pare, non c'è mai stato.*

*In tutti i secoli le tombe dei faraoni o di illustri defunti sono state le mete preferite dei ladri, perchè i bottini vi erano cospicui. Infatti, molto sovente gli archeologi, nello scoprire dopo incessanti ricerche una tomba, si accorgono di essere stati preceduti dai predatori vissuti mille o più anni prima.*

*Ma nella piramide di Kefrene non c'è altro che un'ampia volta e due corridoi. Nessuna traccia della mummia e della sua camera funebre. Anche i saccheggiatori di tombe di tutti i tempi non sono stati capaci di trovare altro.*

*Una delle ipotesi formulate, nel tentativo di svelare il mistero, consiste nell'attribuire allo stesso Kefrene, mentre era in vita, un progetto così bene elaborato per nascondere la propria camera mortuaria nella piramide, da far fallire lungo i millenni ogni tentativo di trovarla.*

*Ma ora c'è l'elettronica, che l'antico Faraone non poteva certo prevedere. Sono state poste, sotto la volta centrale, due « camere a scintillio » collegate ad un calcolatore. La camera a scintillio è un particolare dispositivo contenente gas neon sotto tensione elettrica elevata: il gas viene colpito dai « muons », particelle sub-atomiche derivanti da esplosioni di stelle e che bombardano in continuità la superficie terrestre con notevole forza penetrante. Quando un « muon » penetra attraverso le strutture della piramide e colpisce il gas della camera, questo si ionizza ed emette scintille. Il calcolatore, analizzando i dati delle scintille, può scoprire se c'è un nascondiglio nella piramide e indicare dove si trova.*

*I lavori sono già in corso e, probabilmente, quando uscirà questo fascicolo di « Selezione Radio TV » saranno già conosciuti i risultati.*

## LASER TAGLIATUTTO

*Pensate alla tenera età del laser, e alle innumerevoli applicazioni che ha già trovato. Negli U.S.A. è stato messo in funzione un laser all'anidride carbonica che taglia, anche longitudinalmente, carta, cartone, gomma, vetro, ceramica, legno, tessuti e materie plastiche. Il rendimento è elevato, l'energia può raggiungere i 100 W e la lunghezza d'onda i 10,6 micron.*

*Oltre tutto, ha un costo d'esercizio assai modesto, circa 130 lire per ogni ora.*

## MOTO PERPETUO

*Fino a una ventina d'anni fa s'incontrava, di quando in quando, qualche personaggio eccentrico persuaso di avere scoperto il moto perpetuo. Ricordo di averne conosciuti due, a distanza di tempo e di luoghi. Ciò che più stupiva in costoro era la fede incrollabile nella propria invenzione. Uno di questi due mi aveva detto, serissimo, di scegliere che regalo desideravo ricevere da lui, poiché entro breve tempo sarebbe diventato l'uomo più ricco del mondo: una villa al mare, un aereo personale, dieci pellicce o dieci gioielli per mia moglie e via dicendo. Per lui sarebbero stati presto paragonabili ai regalucci da prima Comunione. E' rimasto povero in canna fino all'ultimo dei suoi giorni.*

*Vi assicuro che codesti personaggi erano più patetici che divertenti: destavano un senso di gentile commozione. Mai nessuno, che io sappia, nemmeno la gente più spregiudicata, si è sentito il coraggio di contraddirli. E' quasi un peccato che il progresso abbia spento tali innocenti follie. Contribuivano ad alimentare il folclore.*

*L'idea del moto perpetuo non esisteva in occidente prima del basso medio evo. Chi ci attaccò la mania furono gli Arabi, verso l'anno 1200. A loro volta, gli Arabi erano stati contagiati dagli Indiani.*

*E' proprio l'India il luogo dove ebbe origine il concetto di moto perpetuo, sorto dal sacro mistero della perpetuità ciclica della Natura. Il primo che ne scrisse fu infatti il matematico e astronomo indiano Bhaskara, il quale, circa l'anno 1150, lasciò scritte come ottenere il moto perpetuo fabbricando una ruota di legno con canne equidistanti, contenenti mercurio.*

## BUON NATALE BUON ANNO

*Buon Natale e Buon Anno a tutti i lettori di « Selezione Radio TV ». Formulo voti, anche a nome della Direzione e della Redazione al completo, affinché la rivista Vi trovi per tutto l'anno venturo e per i seguenti in serenità di spirito ed in perfetta salute. Il che vuol dire che tutto va bene.*

*Ed ora un consiglio: assicurateVi in tempo la continuità della rivista, tanto più che per il 1969 la nostra Direzione Vi ha riservato la lieta sorpresa di ridurre il canone di abbonamento: soltanto L. 3.950 contro le cinquemila del 1968. Ne abbiamo parlato diffusamente dal fascicolo di ottobre in poi.*

*Come di consueto, si possono sottoscrivere gli abbonamenti con versamento in conto corrente postale oppure presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. in Italia. Arrivederci l'anno prossimo e ancora molti, cordiali auguri.*

Zio Ruben

# EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di corrispondenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di tubi professionali.

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
E2163	ECC82;12AU7 6189 M8136	EBF80 EBF83	6N8 6DR8
E2164	ECC83;12AX7 7025;M8137	EBF89 *EC40	6DC8 EC80;6Q4 5861
EA52 EA76	6923 6489	*EC56	EC157;8108
EAA91	6AL5 M8212	*EC57 EC70	EC157;8108 6778
EAA901	E91AA;5726	EC71 EC80 EC81	5718 6Q4 6R4
EAA901S *EAB1 EABC80 EAC91 *EAF41	E91AA;5726;6AL5W EBC3;EBC81;6BD7A 6AK8 M8097 EAF42;6CT7	EC86 EC88 EC90 EC91	6CM4 6DL4 6C4;M8080 6AQ4 M8099
EAF42 *EB1	6CT7 EBF2	EC97 EC98 EC157	6FY5 M8248 8108
EB91 EBC41	6AL5 6CV7	EC158 EC900 EC1000	8436 6HA5 8254
EBC80 EBC81 EBC90 EBC91	6BD7 6BD7A 6AT6 6AV6	ECC70	6021

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
ECC81	12AT7 E81CC;6201 M8162	ECH81	6AJ8
ECC82	12AU7 6189;M8136	ECH83	6DS8
ECC83	ECC83;12AX7	ECH84	6JX8
ECC84	6CW7	ECH113	6CU7
ECC85	6AQ8	ECH200	6V9
ECC86	6GM8	ECL80	6AB8
ECC88	6DJ8	ECL82	6BM8
ECC89	6FC7	ECL84	6DX8
ECC91	676;M8081	ECL85	6GV8
ECC186	7316	ECL86	6GW8
ECC189	6ES8	EE17	PL5557
ECC801	E81CC;6201 12AT7WA	EE575A	DCG6;18GB;7136
ECC801S	E81CC;6201 12AT7WA	EE866	866A;DCG4/1000G
ECC802	12AU7WA;6189	*EF1	EF6
ECC802S	12AU7WA;6189	*EF2	EF9;EF89;6DA6
ECC803	12AX7S;7025;M8137	*EF5	EF9;EF89;6DA6
ECC803S	12AX7S;7025	*EF8	EF9;EF89;6DA6
ECC960	E90CC;5920	*EF31	EF9;EF89;6DA6
ECC962	E92CC	EF41	6CJ5
ECF80	6BL8	EF70	6487
ECF82	E80CF;7643	EF73	6488
ECF86	6U8	EF74	6391
ECF200	6X9	EF80	6BX6
ECF201	6U9	EF81	6BH5
ECF801	6GJ7	EF85	6BY7
ECF802	6JW8	EF86	6267;M8195
*ECH2	ECH3	EF89	6DA6
*ECH41	ECH42;6CU7	EF91	6AM6
ECH42	6CU7	EF92	6AM6S;M8083
ECH80	6AN7	EF93	6CQ6;M8161
		EF94	6BA6
		EF95	6AU6
		EF97	6AU6A
		EF98	6AK5
			5654;E95F;M8100
			6ES6
			6ET6

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
EF183	6EH7	EL503	8278
EF184	6EJ7	EL504	6GB5A
EF730	5636	EL505	6KG6
EF731	5899	EL508	6KW6
EF732	5840	EL509	6KG6A
EF734	6205	EL802	6LD6
EF861	E180F;6688	EL821	6CH6
EF905	E95F;5654	EL861	E81L;6686
EFL200	6AK5W;M8100 6Y9	EL-C3J	PL5632/C3J
*EH2	ECH3;ECH4	EL-C3JA	PL5684/C3JA
EH90	6CS6	*EM3	EM4
*EK1	EK2	*EM11	EM34;6CD7
*EK3	EK2	EM34	6CD7
EK90	6BE6	EM80	6BR5
*EL1	EL2	EM81	6DA5
*EL5	4699	EM84	6FG6
*EL6	4699	EM87	6HU6
EL34	6CA7	EN32	PL6574
EL36	6CM5	EN91	PL2D21
EL41	6CK5	EN92	PL5727;M8204 5696
*EL43	EL83;6CK6	EN93	6D4
*EL44	EL81;6CJ6	EQ80	6BE7
EL71	5902	ER21A	Z805U;7714
EL80	6M5	ES204A	TB3/750;5867
EL81	6CJ6	ESU103	DCX4/1000;3B28
EL82	6DY5	ESU866	DCG4/1000G;866A
EL83	6CK6	ESU866ES	DCG4/1000ED
EL84	6BQ5	ESU872	DCG5/5000GB;872A
EL85	6BN5	ESU8008	DCG5/5000GS;8008
EL86	6CW5	ET51	6700
EL90	6AQ5	EY51	6X2
EL91	6AM5;M8082	EY80	6U3
EL95	6DL5	EY81	6R3
EL136	6FV5	EY82	6N3
EL500	6GB5	EY84	6374;M8091

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
EY86	6S2 EY87;6S2A	G1 G10/1d	3554 DCG4/1000G;866A
EY87	6S2A	G10/1dv	DCX4/1000;3B28
EY88	6AL3	G48	1163
EY500	6EC4	G49	1163
*EZ1	EZ80;6V4;EZ2	G108/1K	OB2;OB2WA M8224
*EZ3	EZ80;6V4;EZ2	G150/4K	OA2;OA2WA M8223
*EZ4	EZ81;6CA4;GZ34;5AR4		
*EZ11	EZ2;EZ80;6V4	G4120	1561
*EZ12	EZ81;6CA4;GZ34;5AR4	GA50	90AG
EZ40	6BT4	GA90	ZM1020
EZ80	6V4	GC10B	Z303C
EZ81	6CA4	GD83M	83A1;7980
EZ90	6X4		
F2.5M1	55850	GD85M/S	85A2;OG3;M8098
F353	872A;DCG5/5000GB	GD90M	90C1;M8206
F353A	872A;DCG5/5000GB	GD100A/S	7475
F366A	866A;DCG4/1000G	GD100B	7475
F672B	872A;DCG5/5000GB	GD100B/S	7475
FG17	PL5557	GD150A/S	150C3;OD3
FG57	PL5559	GD150M	OA2;OA2WA;M8223
FG105	PL105	GD150M/S	150C2
FS9A	150AVP	GL2D21	PL2D21;EN91
FS10A/70	XP1030	GL3C23	PL5727;M8204
FW4-500	AZ50	GL57	PL3C23A
FX219	5C22;6279	GL238A	PL5559
FX225	6268;4C35A	GL414	PL5555
FX227	3C45	GL415	PL5550
FX229	5949	GL807	807;QE6/50
FX231	5C22;6279	GL813	813;QB2/250
*FZ1	EZ2;EZ80;6V4	GL832A	832A;QQE04/20
		GL866A	866A;DCG4/1000G

\* Tipo antiquato con tipo sostitutivo

— continua —

**SOMMARIO INSERZIONI**

pagina

ATES	2247
B & O	2274-2308
BRITISH	2228
CASSINELLI	2281
CHINAGLIA	2301
ERSA	2322
FACE STANDARD	2263
FAÇON	2251
FIVRE	3° copertina
HITACHI	4° copertina
ICE	2° copertina - 2131
I. R.	2315
IREL	2203
KRUNDAAL	2193
LESA	2307
MALLORY	2273
MISTRAL	2183
PHILIPS	2149-2199-2264
PRESTEL	2161
RADIO ELETTRA	2187
RCF	2277
SICTE	2178
SIEMENS ELETTRA	2132
SILVERSTAR	2177
SOC. IT. TELEC.	
SIEMENS	2289
TES	2213
TRIESTE	2156

La saldatura  
dei circuiti miniaturizzati  
non presenta più  
alcun problema

Il saldatore

**ERSA** minor

da 6 V - 5 W

con punta

di lunga durata

Ø 0,1 mm

**ERSA**

698 Wertheim/Main

N. G.B.C. LU/3500-00

**TARIFFE ESTERE**

ARGENTINA .....	Pesos 720
AUSTRALIA .....	Sh. 2
BRASILE .....	Crs. 67.50
CANADA .....	\$ Can. 2.50
CILE .....	Esc. 12.50
EGITTO .....	Leg. 0.5
ETIOPIA .....	\$ Et. 3.50
GIAPPONE .....	Yen. 8
ISRAELE .....	L.I. 4.50
LIBANO .....	L.F. 4
LIBIA .....	L. Lib. 0.60
PARAGUAY .....	Guar. 362
PERU' .....	Sol. 73.50
SUD AFRICA .....	R. 0.90
URUGUAY .....	Pesos 602
U.S.A. ....	\$ 2.10
VENEZUELA .....	Bs. 9.50



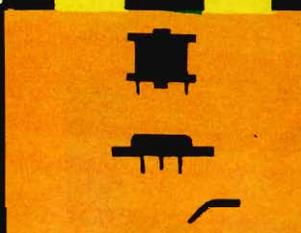
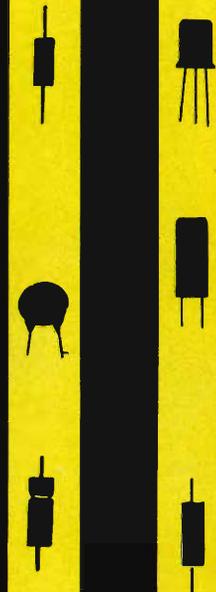
# OPERAZIONE

# A

# PREMI



**G.B.C.**  
*italiana*



HHK



VISTA DEL PRIMO  
"SELF SERVICE" DEL  
COMPONENTE ELETTRONICO  
SORTO IN EUROPA  
PER INIZIATIVA DELLA  
G.B.C. ITALIANA.



PARTICOLARE DEL  
MAGAZZINO CENTRALE  
DELLA G.B.C. ITALIANA.

# REGOLAMENTO

Il concorso è indetto fra tutti i clienti della G.B.C. acquirenti di parti staccate elettroniche.

La durata del concorso comprende il periodo dall'1-11-1968 all'11-9-1969.

Trascorso detto termine, la validità dei punti cadrà in prescrizione.

Durante il suddetto periodo saranno distribuiti bolli da 10 e da 50 punti, in proporzione agli acquisti, per un minimo non inferiore alle 5.000 lire, presso tutti i luoghi di vendita G.B.C. in Italia. Sono esclusi i televisori.

Il Cliente che avrà raggiunto un numero di punti sufficienti per l'assegnazione di un premio, dovrà consegnare la tessera completa di bolli **esclusivamente alla cassa del magazzino, in cui effettua abitualmente gli acquisti**, che provvederà a trasmetterli alla Sede.

S'intendono validi i punti pervenuti alla sede della G.B.C. entro il 20 Agosto 1969. Perdono quindi la validità gli eventuali punti che, per qualsiasi causa, giungano alla G.B.C. dopo il termine, anche se spediti prima.

Nel caso di esaurimento di un premio, la G.B.C. si riserva di sostituirlo con altro materiale di pari valore.

1 Motofurgone APE (Portata 4 q.)  
PIAGGIO

2 500 TA - FIAT

PUNTI **400.000**

PUNTI **600.000**

1



2



3



PUNTI **40.000**

PUNTI **70.000**

3 Macchina da scrivere  
Lettera 32 - OLIVETTI

4



5



4 Macchina addizionatrice Summa  
Manual P 20 - OLIVETTI

5 Addizionatrice  
Elettrosomma E 20 - OLIVETTI

6 Ciao 48 cc. - PIAGGIO

7 Orologio donna in oro bianco  
TISSOT o LORENZ

8 Collana perle coltivate

PUNTI 65.000

PUNTI 100.000

PUNTI 70.000

PUNTI 80.000

6



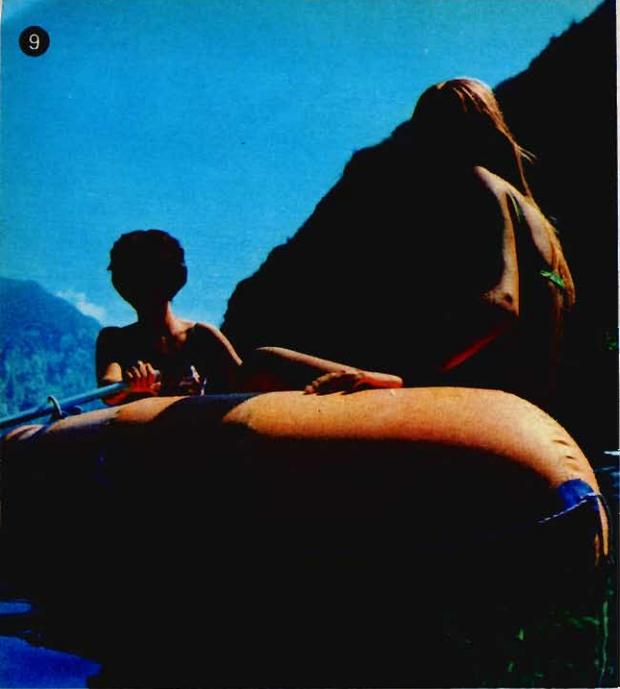
7



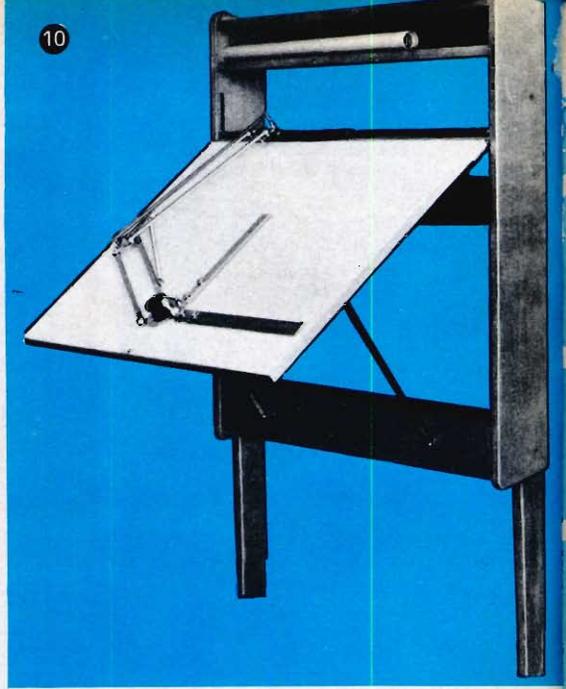
8



9



10



▲  
PUNTI **75.000**

11



▲  
PUNTI **1.200.000**

12



◀ PUNTI **2.500**

13

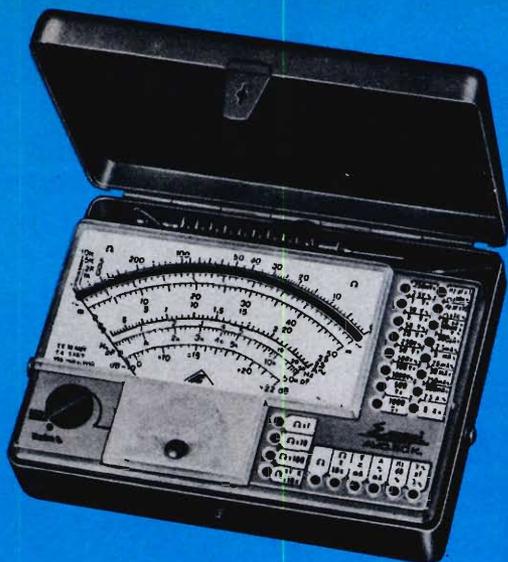


PUNTI **1.000**

PUNTI **60.000**

PUNTI **11.000**

14



9 Canotto  
Super Nautilus 3 posti - PIRELLI

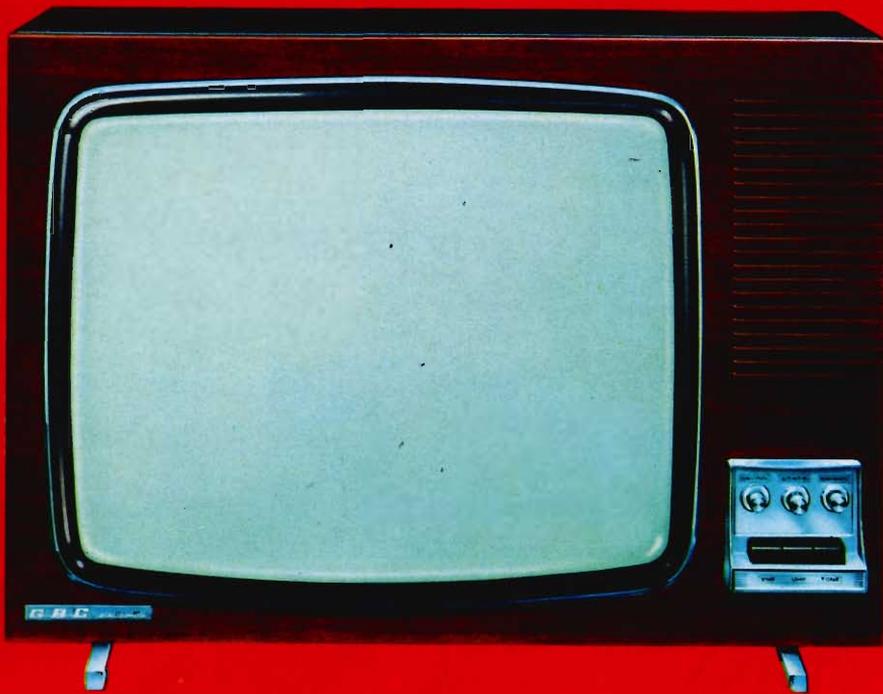
10 Tavolo da disegno con  
tecnigrafo a parete

11 124 - FIAT

12 Trousse LU/3220

13 Saldatore leggero LU/3660

14 Tester TS/2543 - ERREPI



PUNTI  
30.000

PUNTI  
85.000

17



PUNTI 300

PUNTI  
70.000

PUNTI  
3.000

PUNTI  
7.000

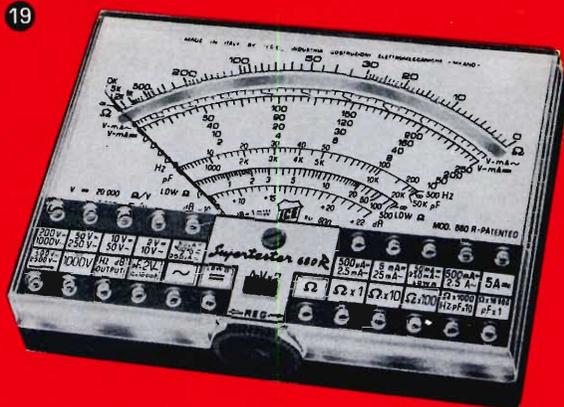
16



18



19



PUNTI **12.000**

PUNTI **15.000**

- 15 Televisore UT/720 - G.B.C.
- 16 Orologio uomo con calendario in oro giallo - orologio con calendario o super impermeabile - OMEGA
- 17 Cartella cacciaviti LU/1170
- 18 Bicicletta smontabile - GUERCIOTTI
- 19 Tester TS/2668 - ICE
- 20 Scatola Montaprint 3000
- 21 Scatola Montaprint 3004
- 22 Mangianastri Karin - G.B.C.

22



20

21





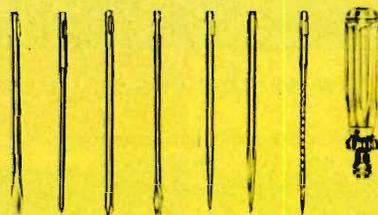
◀ PUNTI **20.000**

PUNTI **700**  
▼

24



25



▲ PUNTI **4.000**

23 Servizio da tavola per otto  
disegno damascato - FRETTE

24 Trousse LU/3120

25 Trousse LU/3050

26 Borsa porta utensili LU/6540

26



◀ PUNTI **7.000**

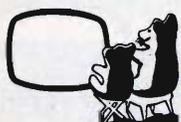
# PUNTI DI VENDITA DELLA ORGANIZZAZIONE



## IN ITALIA

15100	<b>ALESSANDRIA</b> - Via Donizetti, 41	20124	<b>MILANO</b> - Via Petrella, 6
60100	<b>ANCONA</b> - Via De Gasperi, 40	20144	<b>MILANO</b> - Via G. Cantoni, 7
11100	<b>AOSTA</b> - Via Adamello, 12	41100	<b>MODENA</b> - V.le Monte Kosica, 204
52100	<b>AREZZO</b> - Via M. Da Caravaggio, 10	80141	<b>NAPOLI</b> - Via C. Porzio, 10/A - 10/B
70122	<b>BARI</b> - Via Principe Amedeo, 228	28100	<b>NOVARA</b> - Corso Felice Cavallotti, 40
36022	<b>BASSANO DEL GRAPPA</b> - V.le Venezia	15067	<b>NOVI LIGURE</b> - Via Amendola, 25
32100	<b>BELLUNO</b> - Via Vittorio Veneto, 44	35100	<b>PADOVA</b> - Via Alberto da Padova
24100	<b>BERGAMO</b> - Via Borgo Palazzo, 90	90141	<b>PALERMO</b> - P.zza Castelnuovo, 48
13051	<b>BIELLA</b> - Via Elvo, 16	43100	<b>PARMA</b> - Via Alessandria, 7
40122	<b>BOLOGNA</b> - Via G. Brugnoli, 1/A	27100	<b>PAVIA</b> - Via G. Franchi, 10
39100	<b>BOLZANO</b> - P.zza Cristo Re, 7	06100	<b>PERUGIA</b> - Via Bonazzi, 57
25100	<b>BRESCIA</b> - Via G. Chiassi, 12/C	61100	<b>PESARO</b> - Via G. Verdi, 14
09100	<b>CAGLIARI</b> - Via Manzoni, 21/23	65100	<b>PESCARA</b> - Via Messina, 18/20
93100	<b>CALTANISSETTA</b> - Via R. Settimo, 10	29100	<b>PIACENZA</b> - Via IV Novembre, 58/A
81100	<b>CASERTA</b> - Via C. Colombo, 13	97100	<b>RAGUSA</b> - Via Ing. Migliorisi, 27
95128	<b>CATANIA</b> - L.go Rosolino Pilo, 30	48100	<b>RAVENNA</b> - Viale Baracca, 56
20092	<b>CINISELLO B.</b> - V.le Matteotti, 66	42100	<b>REG. EMILIA</b> - V.le M.S. Michele, 5/EF
62012	<b>CIVITANOVA M.</b> - Via G. Leopardi, 12	47037	<b>RIMINI</b> - Via D. Campana, 8/A-B
87100	<b>COSENZA</b> - Via A. Miceli, 31/A	00152	<b>ROMA</b> - V.le Dei Quattro Venti, 152/F
26100	<b>CREMONA</b> - Via Del Vasto, 5	00141	<b>ROMA</b> - V.le Carnaro, 18/A-C-D-E
44100	<b>FERRARA</b> - Via XXV Aprile, 99	00182	<b>ROMA</b> - L.go Frassinetti, 12
50134	<b>FIRENZE</b> - Via G. Milanese, 28/30	45100	<b>ROVIGO</b> - Via Porta Adige, 25
16132	<b>GENOVA</b> - Via Borgoratti, 23/i-r	63039	<b>S.B. DEL TRONTO</b> - V.le De Gasperi, 2
16124	<b>GENOVA</b> - P.zza J. Da Varagine, 7/8	18038	<b>SANREMO</b> - Via G. Galilei, 5
34170	<b>GORIZIA</b> - Corso Italia, 187	05100	<b>TERNI</b> - Via Del Tribunale, 4-6
18100	<b>IMPERIA</b> - Via F. Buonarroti	10125	<b>TORINO</b> - Via Nizza, 34
19100	<b>LA SPEZIA</b> - Via Fiume, 18	10152	<b>TORINO</b> - Via Chivasso, 8/10
22053	<b>LECCO</b> - Via Don Pozzi, 1	91100	<b>TRAPANI</b> - Via G.B. Fardella, 15
57100	<b>LIVORNO</b> - Via della Madonna, 48	34127	<b>TRIESTE</b> - Via Fabio Severo, 138
62100	<b>MACERATA</b> - Via Spalato, 48	33100	<b>UDINE</b> - Via Marangoni, 87/89
46100	<b>MANTOVA</b> - P.zza Arche, 8	30125	<b>VENEZIA</b> - Calle del Cristo - S. Polo 2861
98100	<b>MESSINA</b> - P.zza Duomo, 15	37100	<b>VERONA</b> - Via Aurelio Saffi, 1
30173	<b>MESTRE</b> - Via Cà Rossa, 21/b	36100	<b>VICENZA</b> - Contrà Mure P. Nuova, 8

**meriti un bacio.....**



LONDON - NEW YORK



**IL TELEVISORE CONSIGLIATO  
DAL TECNICO**

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO  
ELETTRICHE \* **FIVRE** \*



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Polodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

**PAVIA**  
**VIA FABIO FILZI, 1**  
**TEL. 31144/5**  
**23636/7/8**  
**26791**



# HITACHI

Tokyo Japan

## AUTORADIO



Agente Generale per l'Italia:

**Elektromarket INNOVAZIONE** - MILANO - Corso Italia, 13 - Tel. 873.540/1 - 861.648 - 861.478