

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

9

LIRE
500

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 500
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

settembre/ottobre 1968

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 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω - 10 Ω - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ - $\Omega \times 10000$ (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: 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 Transistors di altissima sensibilità.

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

Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA -

1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.

Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.

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

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

CON LA PIU' AMPIA 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 indicare

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

erronei anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antirullo con speciali

sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo ma-

teriale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale

dispositivo per la com-

pensazione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura. IL

TESTER SENZA COMUTATORI

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!



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

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

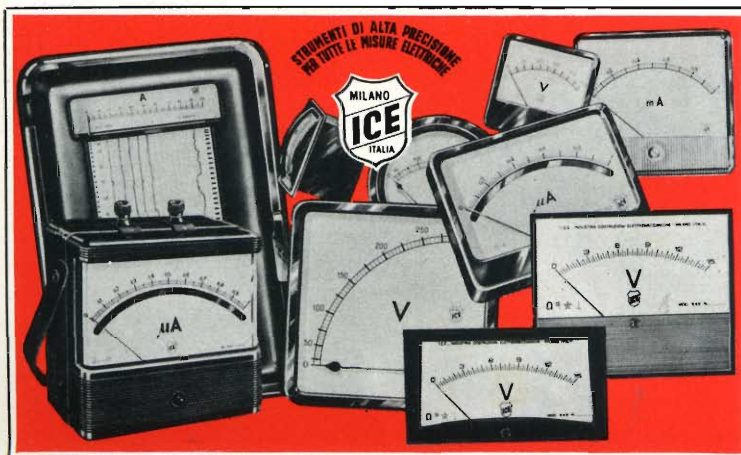
Per pagamento alla consegna

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.

Richiedete Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19 / 18 MILANO - TEL. 531.534 / 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%!!**



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

Record di precisione e stabilità di taratura!

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

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

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 250 μ A a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a

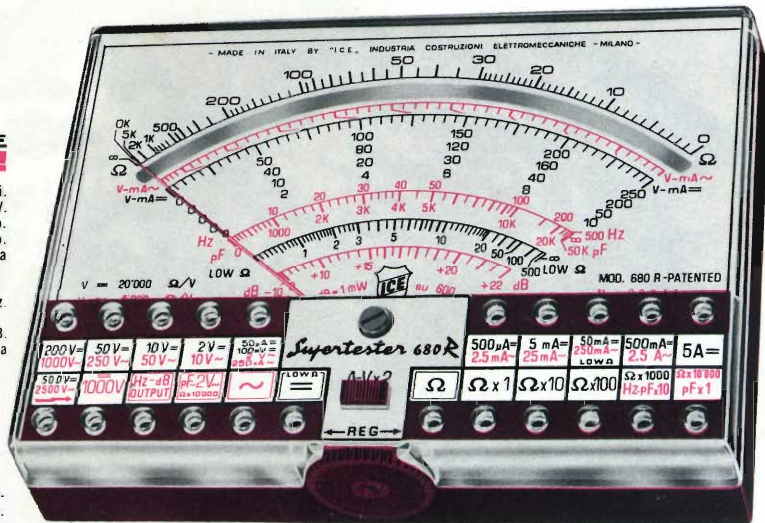
Rivelatore di 100 Megaohms.
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da -24 a +70 dB.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 20.000 μ F in quattro scale.

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 dei modelli!! 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**: **amaranto**; a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI

Transtest

MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Ices - Ices - Icer - Vce sat - Vbe

hFE (β) per i TRANSISTORS e Vi - 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-picco-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. 10 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.

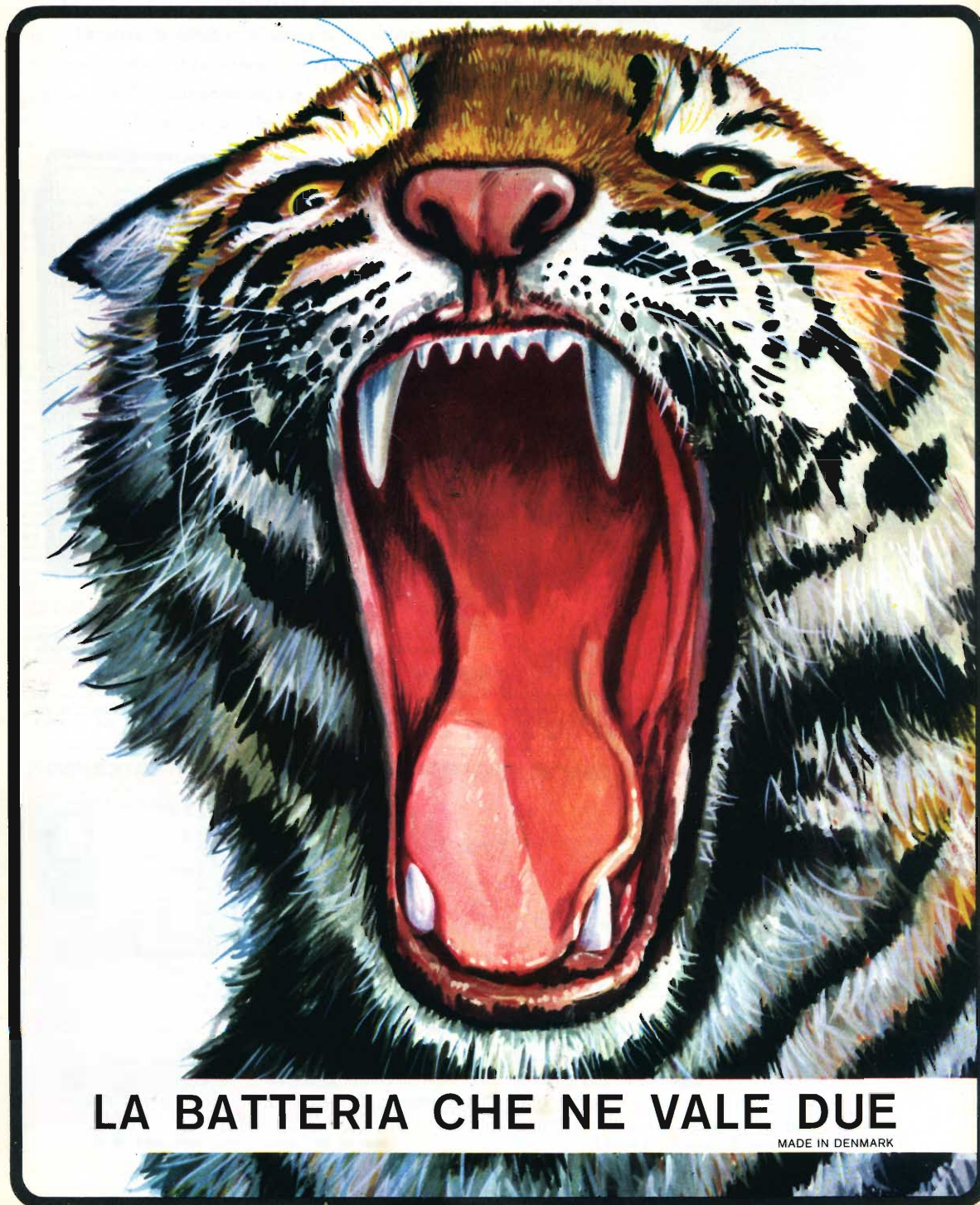
OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.854/5/6



BY APPOINTMENT TO THE ROYAL DANISH COURT

H ELLESENS



LA BATTERIA CHE NE VALE DUE

MADE IN DENMARK



HITACHI

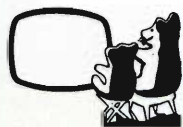
**LA MARCA GIAPPONESE
AFFERMATA IN TUTTO IL MONDO**



Agente Generale per l'Italia:

elektromarket INNOVAZIONI - 20122 - MILANO - Corso Italia 13 - Telef. 87.35.40/1

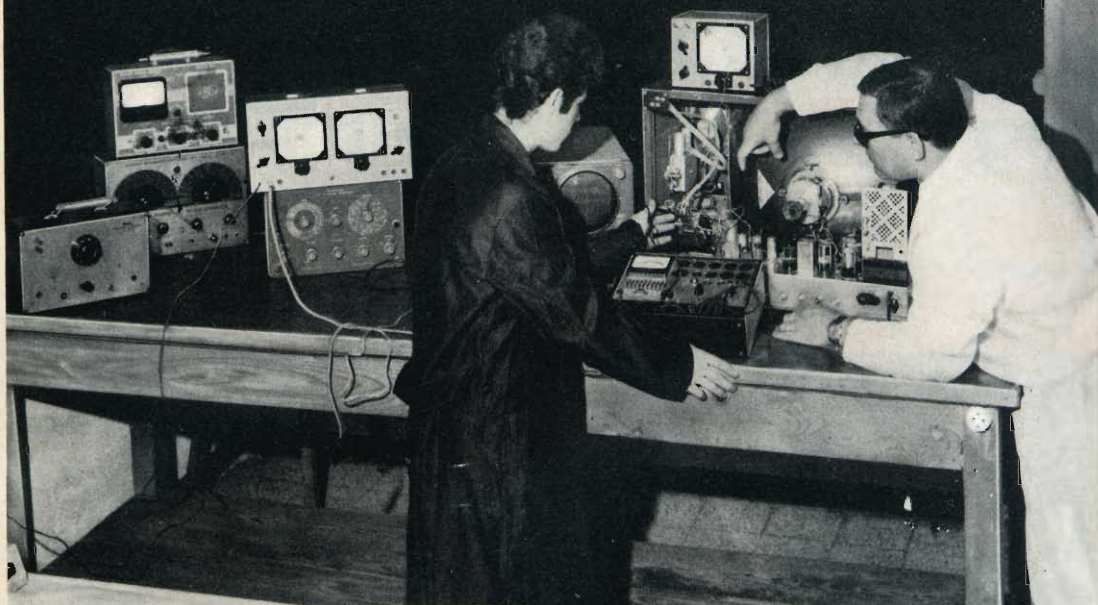
meriti un bacio.....



LONDON - NEW YORK



IL TELEVISORE CONSIGLIATO DAL TECNICO



**FATEVI UNA POSIZIONE CON POCHI MESI
DI FACILE STUDIO**

ISCRIVETEVI AI NOSTRI CORSI PER CORRISPONDENZA

STUDIATE A CASA CON ENORME RISPARMIO DI TEMPO E DI DENARO

LE ISCRIZIONI
SI ACCETTANO
IN QUALSIASI
PERIODO
DELL'ANNO

- CORSO DI RADIOTECNICA
PER CORRISPONDENZA
- CORSO DI TELEVISIONE
PER CORRISPONDENZA
COMPRENDE LA

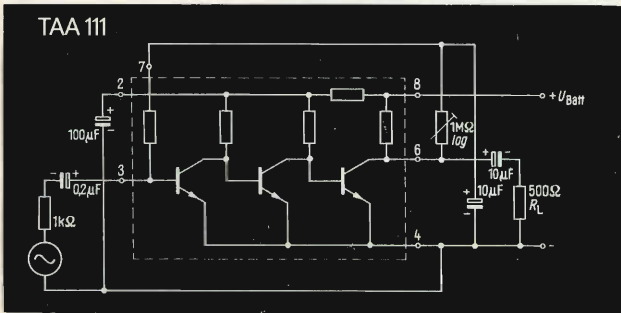
TV A
COLORI

A TUTTI GLI ISCRITTI VIENE **REGALATA** UNA SCATOLA CON TUTTI I PEZZI PER LA FACILE COSTRUZIONE DI UNA RADIO A TRANSISTORI OLTRE AGLI ATTREZZI

Richiedeteci il bollettino gratuito informativo (01 bollettino radio; TLV bollettino televisione) con saggio delle lezioni comprensibili anche da chi abbia frequentato solo le elementari.

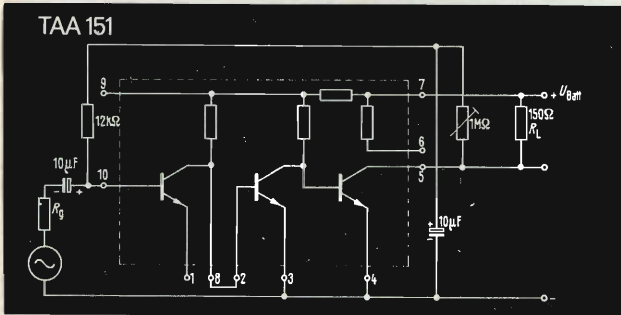
**SCRIVERE A SCUOLA GRIMALDI - RADIOTECNICA TV
(LA SCUOLA DI FIDUCIA) - P.zza Libia, 5/W 9 - 20135 - Milano**

I circuiti integrati TAA negli apparecchi amplificatori



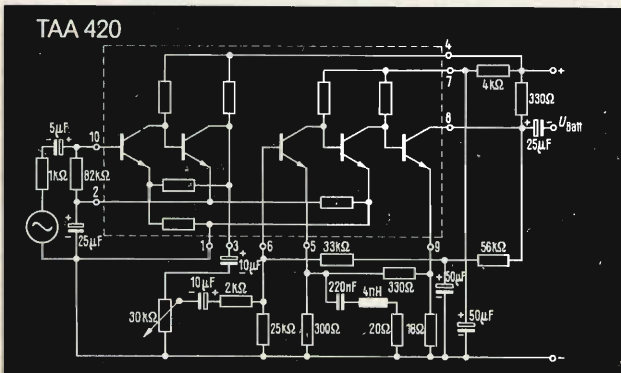
I circuiti integrati Siemens sono particolarmente adatti per l'impiego negli apparecchi di costruzione compatta e dimensioni ridotte, come ad esempio amplificatori auricolari, registratori tascabili, preamplificatori per radio e microfoni.

Gli amplificatori a tre e cinque stadi, costruiti secondo la tecnica planare al silicio, sono disponibili attualmente nelle esecuzioni TAA 111, TAA 121, TAA 131, TAA 141, TAA 151 e TAA 420.



L'amplificatore TAA 151 a tre stadi è adatto alle più svariate applicazioni per la possibilità di essere collegato ai diversi punti del circuito.

L'amplificatore TAA 420 a cinque stadi offre la possibilità di regolare il volume e la distorsione mediante la separazione del secondo e terzo stadio.



Tipo	U_{Batt} (V)	V_{u^1} (dB)	Custodia
TAA 111	4,5	65	5 C 8
TAA 121	4,5	74	5 C 8
TAA 131	1,3	57	plastica 2,1 x 2,1 x 1,1 mm
TAA 141	1,3	57	18 A 4
TAA 151	6,0	70	5 C 10
TAA 420	7,5	60	5 C 10

1) Valido per i circuiti di misura raffigurati a lato

S O M M A R I O

In copertina		Saldatura elettronica di terminali su componenti transistorizzati. (Tempress Research Co. di Sunnyvale, California)
Lettere	1527	I lettori ci scrivono
Bassa Frequenza	1533	Preamplificatore a transistor ad alta impedenza d'entrata
Registrazione	1537	Costruzione di un miscelatore automatico
Strumenti e misure di laboratorio	1543	Generatore di arcobaleno
Elettronica Industriale	1553	L'antifurto professionale
	1568	Impiego delle resistenze magnetiche
Televisione a colori	1573	La colorimetria e la TV a colori
	1581	Costruiamo un televisore a colori - II parte
L'angolo del tecnico TV	1587	Tuner UHF con transistor AF 239 - AF 139
L'ABC dell'elettronica	1595	Fotoelettronica - Principi fondamentali
	1600	Amplificatori a larga banda - II parte
Nuovi componenti	1604	Transistor BCY 65 - BCY 66
Novità tecnologiche	1606	Introduzione alla tecnica dei circuiti integrati
Caratteristiche dei componenti	1617	Abbinamento dei termistori per migliorarne la linearità
Nuovi prodotti	1625	Complesso stereo HI-FI ACROS - FV/785
Alta fedeltà	1631	La terminologia dell'amplificazione sonora - I parte
Realizzazioni sperimentali	1643	Comando a distanza per mezzo di un raggio luminoso
	1648	Due semplici circuiti di controllo
	1651	Ponte comparatore RCL
Studi e brevetti	1659	Calcolo dei tempi di ritardo nell'azionamento dei relé
	1669	Il SEC Vidicon
	1675	Rivelatore di livello a circuito Schmitt
Fatti e commenti	1665	Diario sulla filodiffusione
Rubriche	1689	Storia delle comunicazioni a distanza
	1697	Radioamatori
	1703	Rassegna delle riviste estere
	1708	La scrivania dello zio

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. 9 Settembre 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.



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

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Cap. LONGO I. - Verona

Comando relé

Il cap. Longo, come al solito mi invia uno dei suoi circuiti realizzati allo scopo di semplificare talune apparecchiature di sua costruzione. In figura 1 è rappresentato uno schema avente il compito di limitare al minimo possibile il materiale occor-

legato a massa e la tensione, sia essa alternata, continua, di bassa o di alta frequenza, defluisce direttamente sulla eccitazione. Condizione essenziale del circuito è che il relé deve avere almeno due contatti di rottura o di scambio, uno dei quali dovrà essere usato per un perfetto aggancio e l'altro, o gli altri, per l'utilizzazione. Logi-

l'interruttore I è facoltativo. Quando il relé si eccita rimane agganciato fino a che non venga a mancare l'alimentazione e si apra l'interruttore I.

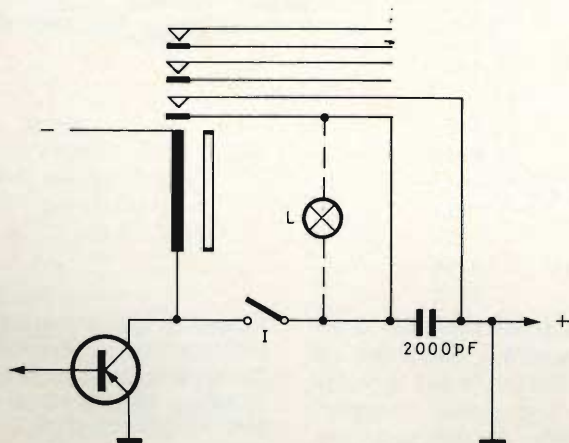
Sig. FRANCESCONI G. - Roma

Adattamento di antenna (balun)

Abbiamo già precisato in altre occasioni come la discesa in cavo coassiale sia da preferire alla piattina bipolare, dato che quest'ultima, oltre ad essere la causa di variazioni di contrasto, riflessione e di disturbi, si deteriora in breve tempo riducendo notevolmente l'efficienza dell'antenna.

Se l'antenna ha l'impedenza di 300 ohm ed il cavo coassiale l'impedenza di 75 ohm, si dovrà ricorrere all'uso di un adattatore che consenta di adattare le due diverse impedenze.

Il metodo più elementare per effettuare tale adattamento è quello noto con il nome di «adattamento a mezz'onda», detto anche «balun», che si ottiene ripiegando uno spezzone dello stesso cavo di discesa per una lunghezza subordinata al canale che si dovrà ricevere. Per la sua costruzione si procederà come indicato in figura 1. Le misu-



rente per effettuare l'aggancio di un relé e che evita l'aggiunta di un altro transistor.

Nel circuito in questione, che è stato applicato anche ad apparati nei quali si faceva uso di transistori di potenza, il collettore del transistor viene praticamente col-

legata a massa e la tensione di eccitazione del relé, come i relativi contatti dovranno corrispondere all'uso richiesto. Il condensatore sarà scelto con una capacità compresa fra i 2000 ed i 3000 pF.

La lampada L può essere impiegata qualora si desideri la indicazione visiva della posizione di aggancio.

VHF								UHF - MHz				
A	B	C	D	E	F	G	H	475 500	500 525	525 550	550 575	575 600
1,78	1,54	1,18	0,56	0,53	0,50	0,48	0,46	0,205	0,195	0,185	0,175	0,17
L ₁ in metri												

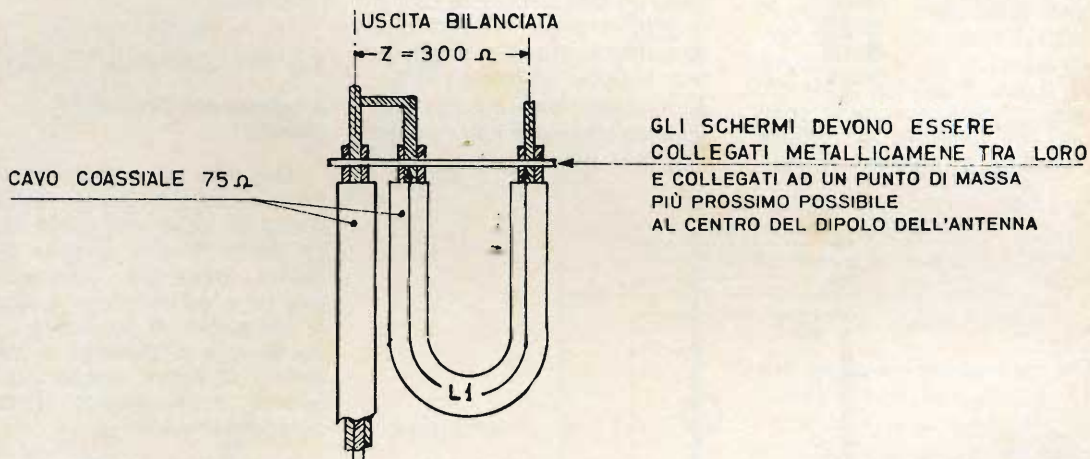
re relative ai vari canali sono indicate nella tabella.

Naturalmente bisogna agire in modo che le giunzioni del cavo e del balun ai morsetti del dipolo siano effettuate in modo perfetto sia

de corte è quello del prof. Cignolini avente il titolo DI TERAPIA CON ONDE CORTE (Marconiterapia) e DIATERMIA, edito dalla Hoepli. Pubblicazioni del genere sono edite in Italia da alcune librerie universitarie ed in

quale aggregato di conduttori liquidi (elettroliti) ed isolanti (dielettrici) equivalenti a resistenze di vario tipo rispetto alle correnti ad alta frequenza usate.

Un tessuto organico, come un elettrolita, è equivalente ad un circuito formato da una resistenza ohmica, di valore diverso da sostanza a sostanza, e da un condensatore il cui dielettrico è da ritenere poco variabile (con costante dielettrica dell'ordine di 80). La frequenza del circuito strumentale che si trova in rapporti tali con la resistenza e la capacità da determinarsi le massime oscil-



per quanto concerne la tenuta meccanica sia per quanto riguarda l'inalterabilità agli agenti atmosferici, compresa l'acqua che non dovrà entrare nei cavi.

Lo stesso procedimento potrà essere usato per adattare, eventualmente, l'impedenza del cavo di discesa all'ingresso del televisore.

Sig. BASSO S. - Trieste

LOMBARDI C. - Napoli

Un libro interessante e relativo alla terapia con le on-

lingua inglese dalla Mc Graw Hill Londra, Chapman & Hall's Essex Street, London WC2. Comunque maggiori chiarimenti in proposito potrà averli dalle librerie internazionali Hoepli, Via Hoepli 5, Milano, e Sperling & Kuper, S. Babila 1, Milano.

Rispondendo al sign. Lombardi si precisa che nella terapia ad onde corte si impiega a scopo curativo il calore endogeno generato dall'elettricità direttamente nei costituenti organici considerabili

lazioni, e quindi la massima termogenesi, si dice lunghezza d'onda o frequenza di riscaldamento selettiva o meglio lunghezza d'onda selettiva.

La seguente tabella indica le lunghezze selettive di alcune sostanze biologiche avvicinandole alla resistività, come lei desidera, dimostrando il rapporto diretto fra le due grandezze. Maggiori chiarimenti naturalmente potrà ricavarli dalle opere specializzate degli editori di cui sopra.

Sig. BORTOLUS L. - Torino

Trasformatori per transistori

I trasformatori relativi al radiotelefono su onde corte, descritto nel n. 5 della rivista, possono essere sostituiti con altri di produzione nazionale purché abbiano le stesse caratteristiche. Allo scopo di consentire tale sostituzione abbiamo indicato nella descrizione l'impedenza primaria e quella del secondario. Lievi differenze rispetto ai valori indicati non dovrebbero avere un peso eccessivo nel rendimento del complesso, purché esse siano mantenute nei limiti accettabili (ad esempio 12.000 ohm anziché 11.200 ohm e così via).

I trasformatori originali potrà procurarseli rivolgendosi alle ditte Radio Prim, 296 rue de Belleville PARIS 20°, op-

pure alla AUDAX, 45 avenue Pasteur, Montreuil-sous-Bois (Seine) Francia.

Sig. DELLA VALLE G. Forlì

Ricevitore sperimentale

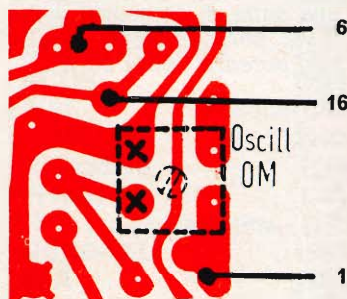
Riferendoci al ricevitore sperimentale la cui descrizione è stata pubblicata sul n. 3/1968 della rivista, precisiamo che i due punti « X » che non sono visibili nello schema dei collegamenti dell'amplificatore PMI/A, sono contenuti nella parte superiore del quadretto tratteggiato contrassegnato dalla dicitura « oscill. OM ».

Immediatamente a destra dei suddetti due punti « X » si trova il punto 16, come indichiamo nello schizzo di figura 1.

In sostituzione del condensatore variabile 0/174 potrebbe usare il modello 0/176 il qua-

le però è munito di demoltiplica con rapporto 1 : 3.

Comunque non essendo disponibile l'originale 0/174 ma bensì il corrispondente senza demoltiplica, può aggirare l'ostacolo ricorrendo all'impiego di una delle tante manopole demoltiplicate che sono descritte nel secondo volume del CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI G.B.C. alle pagine 405, 411, 412, 413, 414 ecc.



LUNGHEZZE D'ONDA SELETTIVE E RESISTIVITÀ DI SOSTANZE BIOLOGICHE.

Sostanza	Resistività Ω/cm	λ_s (metri)
Urina (uomo)	43,5	0,61
Fiele (coniglio)	~ 66,0	0,93
Siero di sangue (uomo)	~ 70,0	0,99
Liquido spinale (cane)	113,0	1,60
Sangue (uomo)	185	2,62
Pelle (uomo)	344,8	4,89
Fegato (uomo)	384,6	5,42
Cartilagini e tendini (bue)	385,0	5,60
Rene (uomo)	476	6,69
Nervo (bue) (longitudinalmente)	481	6,82
Muscolo (bue-cane) (longit.)	500	7,00
Midollo spinale (bue)	510	7,2
Pus (cane)	521	7,4
Nervo (bue, cane) (trasversalmente)	534	7,6
Lingua (cane)	585	8,3
Milza (bue, cane)	769	10,9
Cervello (uomo)	700	11,0
Muscolo (bue, cane) (trasversalmente)	835	11,8
Cuore (coniglio)	910	12,9
Midollo spinale (bue, cane) (trasversal.)	1250	17,7
Ossa (bue, cane)	1920	27,2
Polmone (bue, cane)	2000	28,4
Acqua distillata	100000	1410

Non reperendo il gruppo sintonizzatore Z/172-1 può usare il modello PMS/A AM/FM a transistori con gamme di sintonia AM da 525 a 1605 kHz e FM da 87,7 a 108 MHz (catalogo G.B.C. Z/176).

Sig. CRISMANI G. - Roma

Collegamento altoparlanti

Per quanto concerne la costruzione dei diffusori del tipo ISOPHON lo spessore di 20 mm da lei indicato è esatto. Non essendo la sua richiesta troppo chiara riteniamo che su questo argomento non desideri altre informazioni.

Per quanto concerne il collegamento degli altoparlanti ISOPHON boomer PSM203 e medi alti HMS 1318, le facciamo presente che per ottenere una buona risposta nella gamma di frequenza richiesta, trattandosi di altoparlanti aventi l'impedenza da 4 a 6 ohm, è necessario

intercalare in serie al boomer una induttanza da 1,5 mH del tipo ISOPHON D1e ed in serie agli altoparlanti medi alti un condensatore da 50 μ F.

Lo schema di principio è riportato in figura 1. In figura 2 è invece indicato lo schema che si deve attuare per accoppiare fra loro un boomer od un altoparlante per frequenze medie e alte ad 1 o 2 tweeter.

Presso la sede di Roma della G.B.C. potrà trovare una serie di crossover a 2 o 3 vie per complessi HI-FI e con potenze fino a 20 W.

da lei posto, abbiamo pubblicato diversi schemi relativi ad alcuni convertitori che possono essere adattati a ricevitori normali al fine di consentire la ricezione delle stazioni di radio amatore.

Infatti siamo del parere che la costruzione di un convertitore dia delle soddisfazioni molto maggiori che la realizzazione di un ricevitore che abbia un numero di stadi limitato e con caratteristiche che ben difficilmente possono essere simili a quelle proprie dei ricevitori professionali.

ordinatamente ai quesiti posti:

a) In primo luogo deve tenere presente che, come abbiamo più volte precisato, nella rubrica « I lettori ci scrivono » pubblichiamo schemi e descrizioni forniteci da ditte dell'industria elettronica o tratti da altre riviste. È ovvio che non ci sia possibile provare tutti i circuiti proposti dato che ciò comporterebbe l'impiego di un laboratorio con una diecina di tecnici ed uno spreco di materiale non compatibile certamente con l'importo richiesto per la consulen-

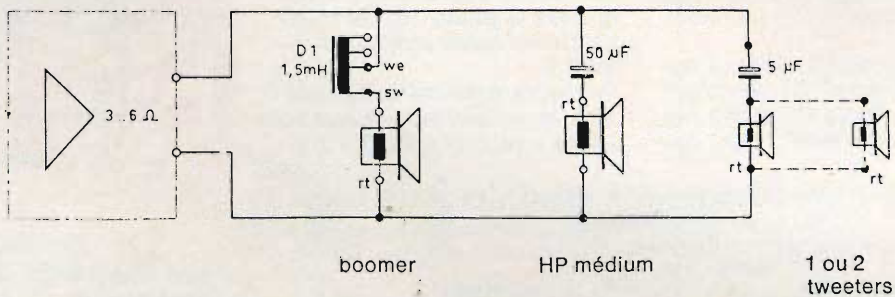


Fig. 1 - Schema di principio di una combinazione Isophon, boomer, altoparlante medio e tweeter - rt = rosso, sw = nero, we = bianco.

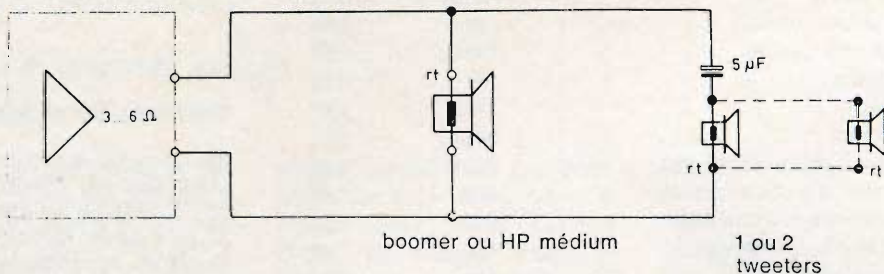


Fig. 2 - Schema di principio di una combinazione Isophon, boomer e tweeter.

Sig. CIOFFI - Roma

Ricevitori per onde corte

Abbiamo tardato ad evadere alla sua richiesta per il fatto che nel n. 6 di questo anno della rivista ed in altri successivi, rispondendo a quesiti analoghi a quello

Sig. Fabrizio ALVITI - Roma

Alimentatore a transistori

Innanzitutto ringraziamo sentitamente tanto Lei quanto l'amico prof. Colapietro per le gentili espressioni a favore della rivista. Per quanto concerne la prima parte della sua lettera rispondiamo

za. *Garanzia assoluta la possiamo dare soltanto per quegli schemi relativi ai « kit » che ci sono forniti dai laboratori della G.B.C.*

b) Lo schema relativo allo stabilizzatore di tensione pubblicato nel n. 3 di questo anno, e tratto da una rivista estera, è esatto.

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
ATES	1535
B & O	1714
BRIMAR	1711
BRITISH	1674
CASSINELLI	1591
CHINAGLIA	1567
DUCATI	1570
ERREPI	1713
ERSA	1526
FACE STANDARD	1615
FACON	1621
FIVRE	3 ^o copertina
GRIMALDI	1523
HELLESENS	I. P.
HITACHI	I. P.
ICE	2 ^o copertina - I. P.
KRUNDAAL	1559
LESA	1695
MALLORY	1571
MINNESOTA	4 ^o copertina
PHILIPS	1552-1609-1657
PRESTEL	1579
RADIOELETTRA	1630
RCF	1565
SICTE	1642
SIEMENS ELETTRA	1524
SIEMENS TLC	1572
SILVERSTAR	1636-1637
SPRING	1598-1599
TEKO	1687
TES	1679

c) L'importo da lei speso per acquistare i componenti e far costruire il mobiletto è veramente eccessivo. Con la stessa cifra poteva acquistare un alimentatore già costruito e di caratteristiche superiori a quello da noi indicato che aveva come principale caratteristica quella di essere poco costoso!

d) Noi consigliamo sempre l'impiego dei componenti originali, comunque ci auguriamo che il diodo ZL12 sia stato sostituito con altro avente caratteristiche identiche. Indipendentemente dagli inconvenienti da lei segnalati le suggeriamo di portare il valore della R1 da 390 a 470 Ω (± 5 %).

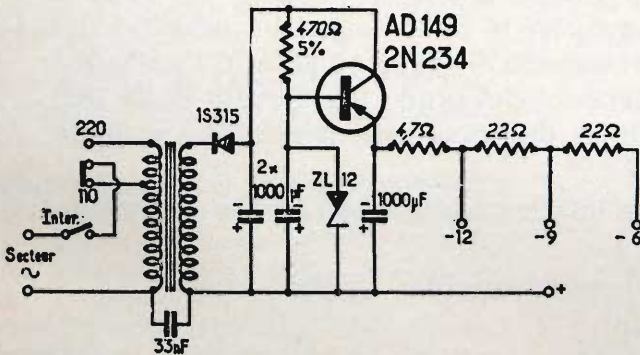
e) Evidentemente il mancato funzionamento è dovuto ad un errore di montaggio. Fra l'altro lei non dice quale tensione riscontri all'uscita del secondario del trasformatore di alimentazione. Detta tensione, come abbiamo precisato non dovrà essere inferiore ai 18 V.

mo che la sostituzione dei transistor con altri differenti da quelli usati nel prototipo non gode della nostra approvazione. E' noto infatti come sia difficile trovare due transistori dello stesso tipo e della stessa casa costruttrice che presentino caratteristiche identiche quindi è ben facile immaginare cosa succeda quando si cerchi di effettuare la sostituzione con tipi di case diverse che presentano differenti caratteristiche.

Il transistore in questione avrebbe potuto essere sostituito in modo migliore dai tipi 2N1031, 2N628 tenendo sempre conto delle diverse caratteristiche di lavoro.

Tenga presente che il condensatore C2, del tipo elettrolitico, deve avere la capacità di 10 μF e che la resistenza di R14 dovrà essere modificata in funzione del tipo di transistore usato.

Il fatto che variando la posizione del cursore del potenziometro non provochi alcuna



Sig. ARTHEMALLE G. - Genova

Amplificatore HI-FI

Dal 1962 a quest'oggi abbiamo descritto qualche centinaio di amplificatori senz'altro più moderni e più efficienti rispetto a quello da lei scelto; comunque le precisa-

variazione dell'intensità di volume significa che in qualche punto del circuito esiste una anomalia dovuta probabilmente ad un errato collegamento. Le consigliamo pertanto di procedere ad un controllo dell'amplificatore stadio per stadio partendo, naturalmente da quello di ingresso.

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	\$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	\$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	\$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

UNA NUOVA RIVISTA DI ELETTRONICA

Esce nel mese di settembre il primo fascicolo di « Elettronica Oggi ». Ogni giornale o periodico riassume nel titolo i programmi e gli scopi che si è prefissi. Onde l'« oggi » della nuova rivista rivela, o lascia intendere, qual è la sua funzione nel mondo dei tecnici. Ma non bisogna assegnare un significato statico al termine « oggi » che sembra esprimere il concetto di presente. In realtà, il presente non esiste se non come momento senza dimensioni tra il passato e il futuro. Così si esprime la nuova rivista nella pagina introduttiva del primo fascicolo, ed in tal modo si presenta ai lettori portando un contributo di conoscenza del grado più elevato della tecnica, quale preparazione dell'avvenire scientifico e civile dell'umanità.

Il primo fascicolo offre infatti un sommario di alto interesse, fra cui:

- Sistema a codice binario puro per l'automazione di macchine utensili
- Fasohmmetro
- Frequenzimetro numerico
- Quarzo sotto vuoto di 5 MHz
- Come procedere in laboratorio per le tarature di spettrometri a I.R.

« Elettronica Oggi » è in vendita a Lire 1.000 nelle migliori edicole.

PREAMPLIFICATORE A TRANSISTOR AD ALTA IMPEDENZA D'ENTRATA DI VALORE COSTANTE

BASSA
FREQUENZA

In questo articolo viene descritto un semplice preamplificatore che impiega due transistor NPN al silicio del tipo BC109 Philips. La caratteristica principale è una elevata impedenza d'entrata di valore costante, ottenuta sfruttando una reazione di corrente ed una controreazione di tensione.

Per ottenere una elevata impedenza di entrata si sfrutta quasi esclusivamente una controreazione di tensione dal collettore del transistor T1 all'emettitore del transistor T2 attraverso la resistenza R4. Il principio è illustrato in figura 1.

Si aumenta così l'impedenza d'entrata del primo transistor, di un valore uguale alla percentuale di controreazione.

Se si desidera ottenere una caratteristica di frequenza ben determinata, è necessario utilizzare, in luogo del filtro lineare R4, un insieme di resistenze e di condensatori. In questo modo, il filtro è reso dipendente dalla frequenza, così che la percentuale di controreazione, e per conseguenza l'impedenza, non rimangano costanti.

Per esempio, secondo la curva di equalizzazione RIAA, le frequenze basse (50 Hz) devono essere elevate di ± 18 dB mentre invece nelle frequenze alte della gamma 15 kHz, devono essere abbassate di ± 15 dB. Per questa ragione l'impedenza d'entrata di un simile amplificatore deve essere bassissima a 50 Hz.

Si prenda per esempio, un modello corrente di preamplificatore che presenti una impedenza di $5 \text{ k}\Omega$ a 50 Hz. Se si collega a questo preamplificatore una testina avente circa $10 \text{ k}\Omega$ di impedenza, il livello a 50 Hz aumenta solamente di 5 dB invece dei 18 dB stabiliti.

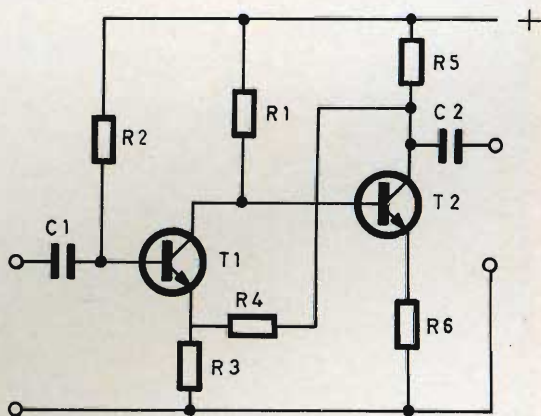


Fig. 1 - Esempio di come è possibile ottenere una elevata impedenza d'entrata con una controreazione di tensione tramite la resistenza R4.

Ciò rivela dunque l'utilità di una grande impedenza d'entrata, per esempio superiore a 5 M Ω ; essa non è praticamente limitata che dall'impedenza della sorgente sonora.

Esistono anche altre possibilità: la controreazione di corrente, la reazione di corrente, la reazione di tensione o una combinazione di queste. Le influenze che esse esercitano su R_e ed R_s sono indicate nella tabella che segue.

Da questa tabella si deduce che è possibile ottenere una impedenza d'entrata più elevata, sia con una controreazione di tensione che con una reazione di corrente, con la differenza però che l'amplificazione dello stadio aumenta con una reazione di corrente e diminuisce con una controreazione di tensione.

	R _e	R _s	Collegare R4 tra:
Reazione di tensione	+	-	collettore 2 ed emettitore 1
Reazione di corrente	-	+	emettitore 2 e base 1
Controreazione di tensione	-	+	collettore 2 e base 1
Controreazione di corrente	+	-	emettitore 2 ed emettitore 1

Una combinazione di reazione di corrente e controreazione di tensione, può essere realizzata nel modo illustrato in figura 2, nella quale: R4 = controreazione di tensione ed R7 = reazione di corrente.

Ad una certa frequenza, è anche possibile ottenere una impedenza d'entrata negativa; in questo caso l'amplificatore funziona come oscillatore.

Questo fenomeno può essere evitato con l'impiego di un condensatore di disaccoppiamento (C2) posto fra il collettore e la base del T2.

Vediamo ora lo schema rappresentato in figura 3.

Abbiamo già visto come sia possibile aumentare R_e in due modi, ossia attraverso la controreazione di tensione o la reazione di corrente. La controreazione di tensione è ottenuta tramite la resistenza R6 ed i condensatori C4 e C5, la reazione di corrente invece tramite R5 e C4.

La resistenza R1 all'ingresso, è una semplice resistenza di blocco. Siccome l'impedenza d'entrata di questo amplificatore è molto elevata per una testina magnetica, una resistenza R2 di 68 k Ω viene posta in parallelo alla precedente. Questo valore corrisponde all'impedenza di carico che necessita per la maggior parte delle testine. Da notare, la particolarità dell'impiego del condensatore C4: la reazione di corrente è ottenuta tramite R5 da 100 k Ω e C4 da 68 nF.

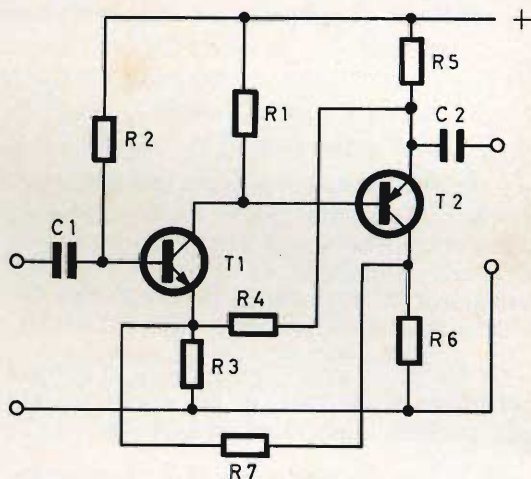
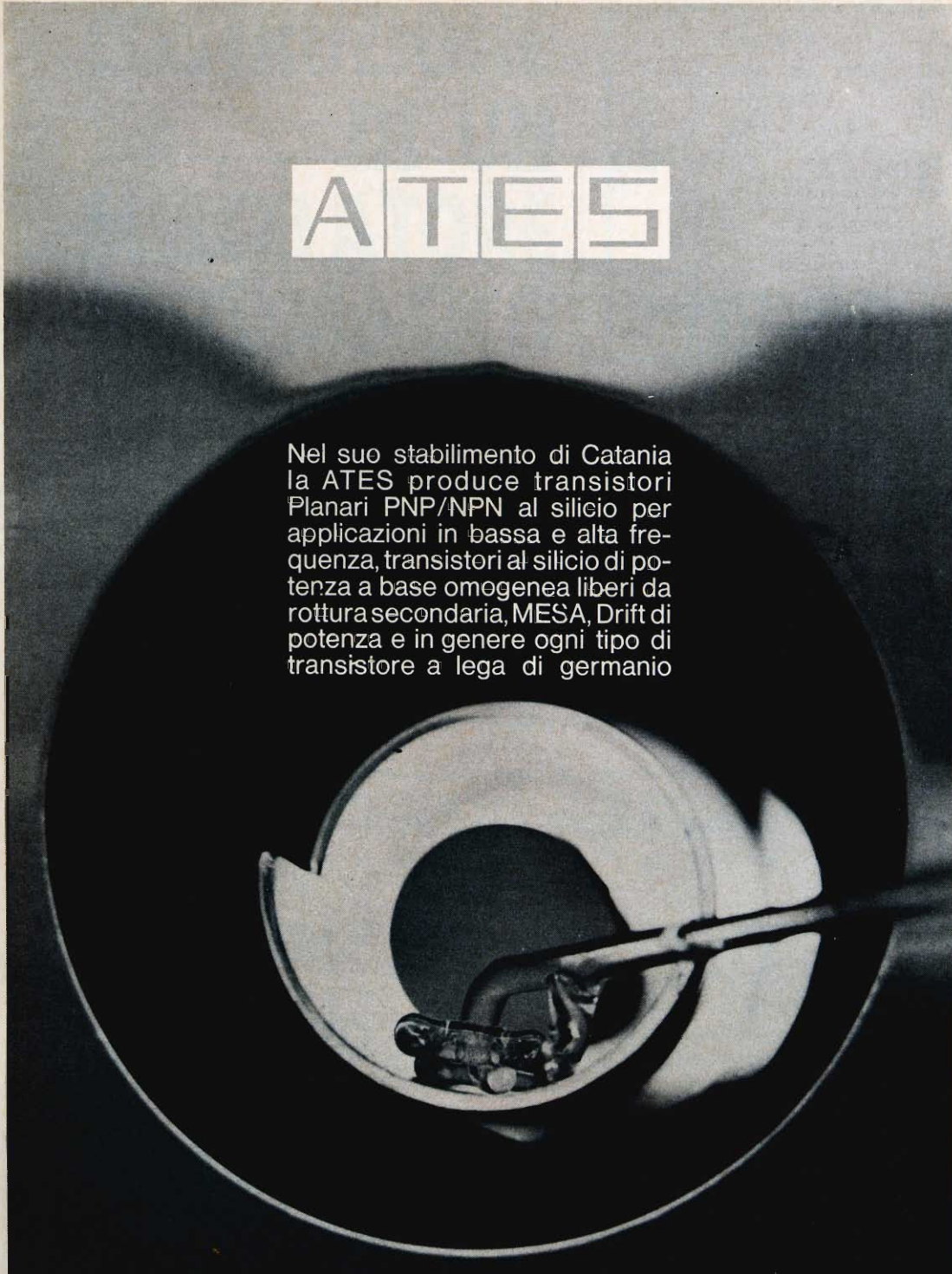


Fig. 2 - Combinazione fra una reazione di corrente ed una controreazione di tensione.

Alle frequenze basse, C4 presenta una elevata impedenza in modo che la tensione di accoppiamento è applicata alla base del T1 tramite la resistenza R3; per conseguenza, alle basse frequenze, la reazione di corrente si trasforma in controreazione, il che provoca una fortissima diminuzione dell'impedenza d'entrata, come indicato nella didascalia della figura 3.

La diminuzione di amplificazione così ottenuta tramite la divisione di tensione fra l'impedenza d'entrata e l'impedenza

ATES



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 transistori a lega di germanio

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A.

Via Tempesta, 2 - 20149 Milano - tel. 4695651 (4 linee) - telex 31481

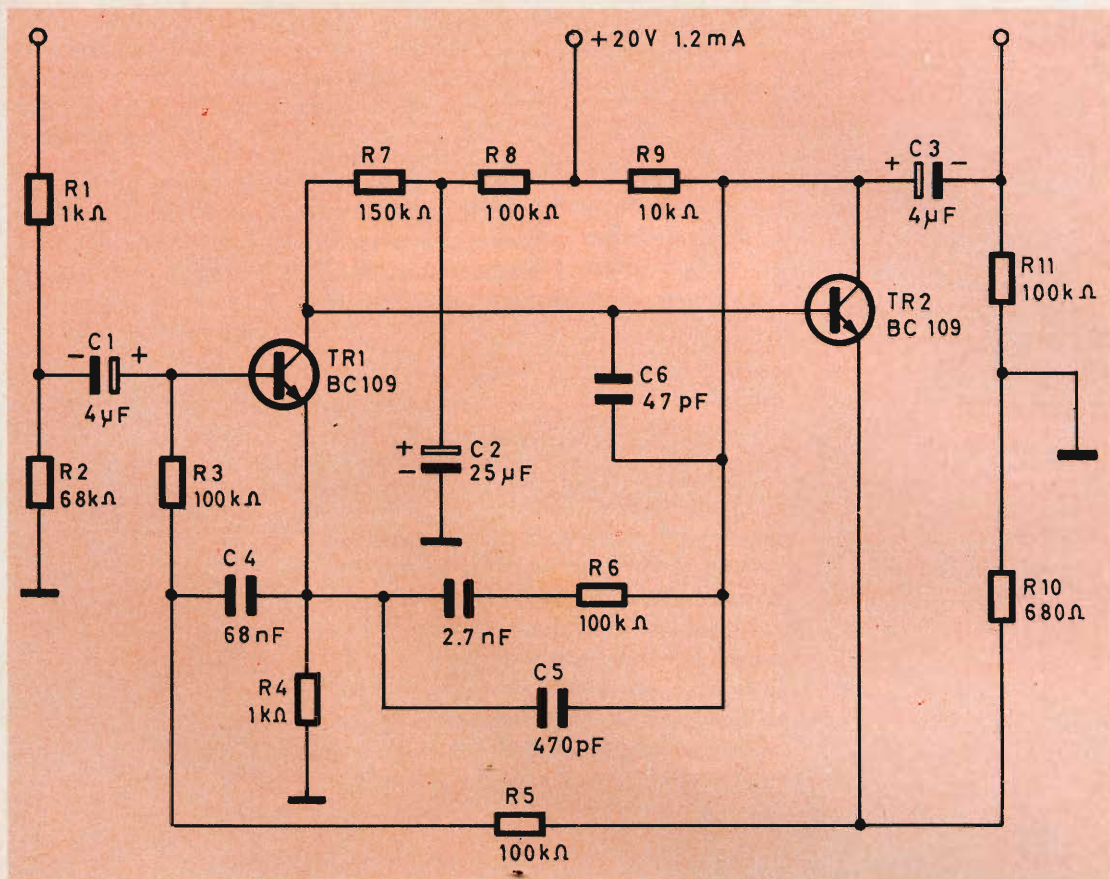


Fig. 3 - Schema elettrico del preamplificatore. Amplificazione: 90 volte (1 kHz) - Livello massimo di uscita: 5 V - Impedenza minima d'entrata: 10 MΩ senza R1 ed R2; Caratteristiche di frequenza: 20 Hz: + 8 dB (1 kHz = 0 dB), 50 Hz: + 18 dB (15 kHz = - 16 dB).

della testina, introduce una attenuazione di 10 dB fra 50 Hz e 20 Hz.

Questa caratteristica permette di ottenere un filtraggio automatico di frequenze bassissime dovute alle vibrazioni di

origine meccanica (ad esempio il motore di un giradischi).

L'effetto di questo filtro può essere modificato scegliendo altri valori di C4.

(da «Electronique Professionnelle» 5-68 - 1164)

NAPOLI



Via Camillo Porzio 10/A - 10/D
80141 - Tel. 221551

UNICA SEDE IN NAPOLI

COSTRUZIONE DI UN MISCELATORE AUTOMATICO

REGISTRAZIONE

I cineamatori che sonorizzano i loro films, sono sempre più numerosi. Per coloro che rispettano i padiglioni auriculari dei loro spettatori e che non dispongono che dell'attrezzatura da 8 mm, diviene indispensabile l'utilizzazione di un registratore ausiliario. La migliore soluzione, consiste nell'impiego di un registratore stereofonico, per registrare il commento da una parte ed il sottofondo dall'altra. In questo caso, è necessario che il livello del sonoro si affievolisca sufficientemente quando entra in azione il commento parlato, al fine di non nuocere alla comprensione dello stesso. Questa operazione, teoricamente semplice, comporta in pratica un certo numero di difficoltà, tanto più che, in corso di proiezione, è molto difficile controllare contemporaneamente un proiettore e un registratore.

A tale scopo, abbiamo pensato di far comandare questa variazione del livello sonoro dal commento stesso.

Il segnale corrispondente, agisce subito dopo la messa in moto ed il funzionamento, su una lampada ed una fotoresistenza facenti parte del circuito di un miscelatore automatico la cui descrizione è data qui di seguito.

Prima di parlare del miscelatore vero e proprio, è bene precisare l'utilità di un registratore stereo.

Infatti, al momento della registrazione del commento, si possono produrre alcuni inconvenienti che nuoceranno in seguito al sincronismo indispensabile tra l'immagine ed il sonoro.

Se quest'ultimo è registrato solo su una pista, risulta molto semplice ri-registrare il passaggio difettoso senza peraltro dover rifare l'incisione completa.

Con un registratore stereo, si può dunque, attraverso successive approssimazioni, arrivare ad un risultato soddisfacente.

Lo stesso procedimento si attua poi per il fondo musicale.

Eventuali rumori, potranno essere aggiunti sull'una o sull'altra pista e si otterrà così una colonna sonora perfettamente sincrona.

Con un apparecchio monopista invece, ciascuna correzione comporterebbe il rifacimento completo dell'incisione, il tutto con notevoli perdite di tempo e con risultati assai scarsi.

Le esigenze di una corretta miscelazione nelle due piste sono le seguenti:

- Affievolimento del livello sonoro di una quindicina di dB quando entra in azione il commento parlato.
- Partenza rapidissima, in modo da non troncane la prima sillaba del testo.
- Ristabilimento del livello normale del fondo musicale, in maniera graduale

e costante, per evitare brusche variazioni dovute ad ogni respiro del commentatore.

— Bloccaggio del canale del parlato in assenza di commento, in modo da diminuire i rumori parassiti (es. fruscio).

— Creazione di una percentuale minima di distorsione.

Chi dispone d'un registratore a 3 testine, può impiegare a tale scopo la testina di registrazione, che non viene utilizzata in riproduzione. Il segnale raccolto è debolissimo (100-200 μ V) ed è probabile che la curva tensione/frequenza cada fortemente durante gli acuti.

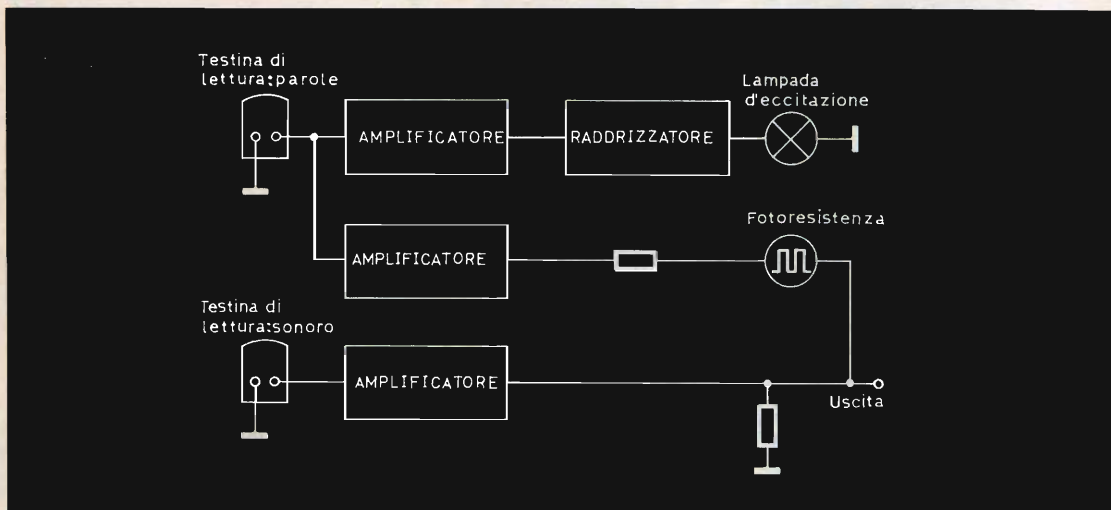


Fig. 1 - Schema a blocchi di origine. Il segnale pilota viene fornito dalla testina di lettura del canale « parole ».

La nozione di costanti di tempo, ci ha fatto pensare all'inerzia calorifica del filamento di una lampadina. Per sfruttare la variazione d'intensità luminosa si presta perfettamente una fotoresistenza tipo G.B.C. DF/0980-00, che presenta una resistenza di oscurità di 3 M Ω , che scende, a valori di qualche migliaio di ohm sotto l'azione della luce della lampadina; da ciò è noto il primo progetto tutto teorico, rappresentato nello schema a blocchi di fig. 1.

Tuttavia, la semplicità di questo circuito, presentava anche qualche inconveniente, primo fra tutti, la lenta partenza.

Perché il dispositivo possa agire rapidamente è necessario che il segnale di comando gli pervenga prima che si presenti alla testina di lettura. Da ciò l'idea di introdurre una linea di ritardo!

In pratica questa linea di ritardo sarà costituita dal nastro magnetico stesso. Perciò, è sufficiente disporre di una testina di prelettura situata qualche centimetro prima della normale testina di lettura.

D'altronde bisognava ottenere delle costanti di tempo, difficili da realizzare a così basse impedenze, per cui abbiamo preferito aumentare l'impedenza tramite un condensatore shuntato da una resistenza variabile e comandante l'accensione della lampada attraverso un amplificatore a corrente continua.

Lo schema a blocchi della figura 2 illustra il nuovo sistema che è perfezionato rispetto al precedente.

Per coloro che non dispongono che di un registratore a due testine, è generalmente possibile aggiungere una terza testina.

Dato il suo impiego, non è affatto necessario ricorrere a testine di alta qualità ma è sufficiente impiegarne una di tipo mediocre.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico dell'apparecchio è visibile in figura 3. La testina di prelettura è collegata ad un transistor OC75

(T1) seguito da un altro transistor tipo 2N2926 (T2) che forniscono un'amplificazione di tensione dell'ordine di 800. La resistenza variabile RV1 regola il punto di funzionamento del secondo stadio.

La curva di risposta di questo amplificatore è volontariamente limitata ai due estremi dello spettro sonoro, da una parte per il debole valore del condensatore collegato fra T1 e T2, e, dall'altra, per mezzo di un condensatore da 10 nF posto fra il collettore di T1 e l'alimentazione. Un altro 2N2926 (T3) montato ad emettitore comune permette di azionare un trigger di Schmitt (T4-T5), all'uscita del quale, si dispone di segnali rettangolari di una ampiezza minore di 5 V e sotto una leggera impedenza.

Attraverso una resistenza variabile (RV2 o RV3) commutabile a seconda della velocità di scorrimento scelta, questo segnale viene utilizzato per caricare il condensatore C1 da 50 μ F shuntato da RV4.

Un diodo impedisce a C1 di scaricarsi attraverso la resistenza di collettore del T5 quando questi è bloccato; RV2 o RV3 regolano il tempo di attacco che dipende essenzialmente dalla distanza che separa la testina di prelettura dalla normale testi-

na di lettura. RV4 regola i tempi di rialzo del fondo musicale.

Questa regolazione dovrebbe essere fatta al limite da 2 a 3 secondi, ma, con i valori indicati, si può arrivare da 0,5 a 8 secondi.

La tensione ai capi di C1 comanda un amplificatore a corrente continua, equipaggiato da due transistor PNP, T6 e T7, rispettivamente un OC71 ed un AC125; nel circuito di collettore di quest'ultimo è disposta una lampada da 12 V, 60 mA.

Praticamente la lampada e la fotoresistenza sono montate alle due estremità di un tubo di alluminio di 18 mm di diametro, di 54 mm di lunghezza, allo scopo ben si presta un vecchio condensatore di filtro recuperato, all'interno del tubo di alluminio vengono poste la lampada, che, privata del suo zoccolo, con l'aiuto di una pinza piatta, viene saldata direttamente a due dei quattro terminali, di cui il contenitore deve essere provvisto, e la fotoresistenza che verrà collegata agli altri due terminali con l'aiuto di spezzoni di filo del diametro di 1 mm. (fig. 4).

La maggior parte dei registratori stereo dispongono di preamplificatori incorporati che forniscono ciascuno un segnale da

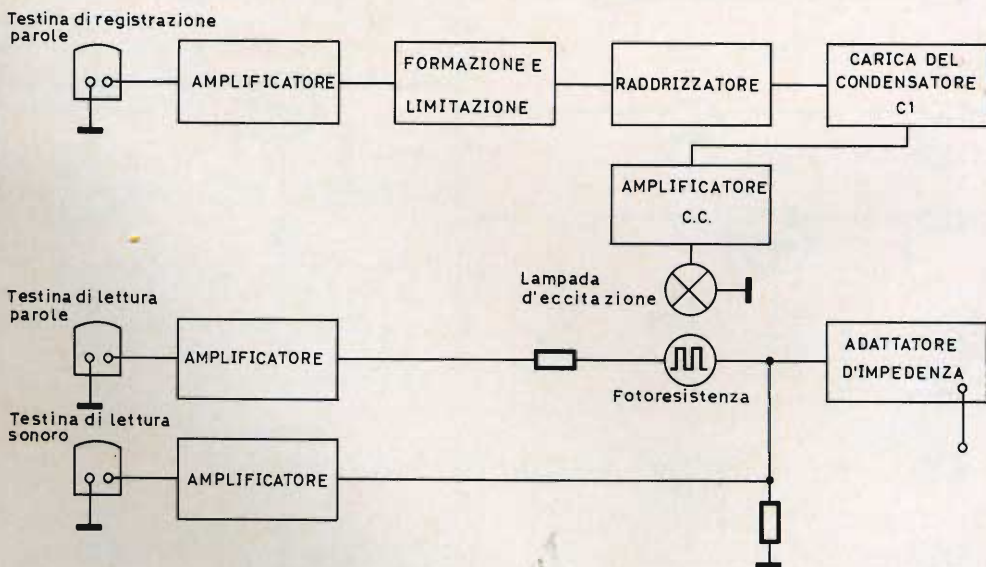


Fig. 2 - Schema a blocchi definitivo. Il segnale pilota è fornito dalla testina di registrazione del canale « parole ». Uno stadio amplificatore in corrente continua permette di agire più facilmente sull'inerzia del sistema.

1 a 1,5 V. Per questa ragione non sono stati previsti amplificatori, e l'entrata del canale parola e del canale musica si fa direttamente sui due stadi a emettitore comune, all'uscita dei quali si dispone di un segnale a bassa impedenza.

Lo schema equivalente del miscelatore in assenza d'informazione sul canale parola è mostrato in figura 5a, il grande valore della fotoresistenza, $3\text{ M}\Omega$, isola praticamente questo canale eliminando così, la trasmissione di rumori parassiti. Durante un commento, si hanno circa 10 V ai capi della lampada e, a causa di ciò, la resistenza di DF precipita sino a circa $1000\ \Omega$; il che shunta parzialmente il canale musica. Conformemente allo schema equivalente della figura 5b.

Per ottenere frequenze elevate, diminuendo così l'intelligibilità dell'informazione musicale, che provoca a sua volta un rinforzo del commento, si impiega un condensatore da $0,2\ \mu\text{F}$.

Si può notare che il livello del canale musicale è aumentato per mezzo di un ponte divisore formato da due resistenze da $47\ \text{k}\Omega$. Il potenziometro P1, posto all'entrata del canale parole, permette di equalizzare i livelli dei due canali e assicura anche una regolazione del loro equilibrio, il che si rende molto utile nel caso di una registrazione a livello variabile (per esempio quando un commentatore si pone più o meno vicino al microfono durante la registrazione).

Un altro potenziometro, P2, regola il livello residuo del fondo musicale durante il commento parlato.

Questi agisce in modo da diminuire l'effetto di shunt della fotoresistenza sul canale della musica. La regolazione si effettua secondo la particolare acustica della sala di proiezione e, naturalmente, secondo il gusto personale.

Alimentazione

Un piccolo trasformatore che fornisce una tensione di 14 V al secondario ed un diodo del tipo BY114 o SD910S compongono la parte essenziale dell'alimentazione. La tensione continua risultante è regio-

lata da un diodo zener del tipo 112Z4 che serve un transistor di filtro.

Quest'ultimo può essere di qualsiasi tipo capace di dissipare 80 mA come ad esempio il tipo AC125 (fig. 6).

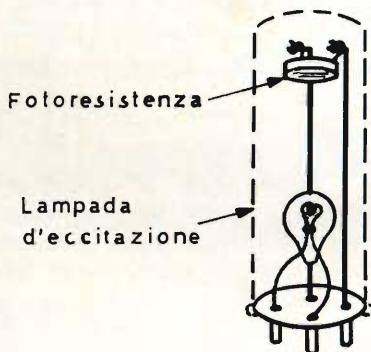


Fig. 4 - La parte centrale del miscelatore è costituita da una fotoresistenza ed una lampada, poste alle due estremità di un piccolo contenitore in alluminio munito di terminali per i collegamenti.

L'assorbimento va da 15 mA in assenza di informazione canale parola a 70 mA quando la lampada di comando è illuminata.

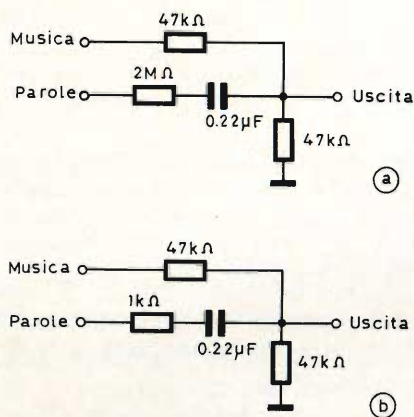


Fig. 5 - In A: circuito equivalente di un miscelatore in assenza di segnale sul canale « parole ». In B: circuito equivalente del miscelatore quando la lampada è accesa; il canale « sonoro » è praticamente shuntato dalla fotoresistenza.

Alcune misure effettuate

Riportiamo qui di seguito alcune misure rilevate ad 1 kHz; da questi pochi dati è facile comprendere le prestazioni di questo miscelatore.

- Attenuazione del canale musica: 8 dB
- Attenuazione del canale parola: 1 ÷ 20 dB
- Attenuazione del canale parola in assenza del segnale: > 50 dB
- Attenuazione del canale musica in presenza di un commento: 11 ÷ 32 dB
- Rumore di fondo residuo: < 60 dB.

Costruzione

Tutti i componenti ad eccezione dell'alimentazione e del tubo contenente la lampada e la fotoresistenza, possono venir posti su un circuito stampato. Il tubo uni-

la pista bassa della testina di registrazione a uno dei terminali di uscita utilizzato sull'uscita stereo. Il segnale miscelato è presente su una presa di tipo coassiale. Questo miscelatore pur comportando ben 11 transistor non risulta molto costoso in quanto gli stessi sono modelli comuni ed hanno un costo davvero limitato. La resistenza alla temperatura di questo miscelatore è eccellente, e ciò è dovuto al fatto che i transistor sono del tipo NPN al silicio ed il loro livello di fruscio è quanto mai debole.

La complessità di questa realizzazione non è che apparente; i vari circuiti presi singolarmente presentano una estrema

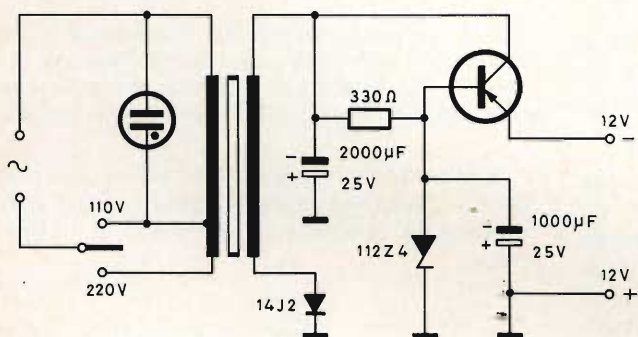


Fig. 6 - Circuito di alimentazione. Si nota un transistor la cui tensione di base è stabilizzata da un diodo Zener.

tamente ai connettori di raccordo e ai potenziometri P1 e P2 viene fissato all'interno di uno chassis non scoperto di mm 45 x 120 x 240 circa, il cui fondo è fissato da un coperchio in alluminio.

Il collegamento al registratore si effettua tramite un connettore a 5 terminali.

Il registratore stesso, subisce una leggera modifica, che consiste nel collegare

semplicità ed una disposizione quanto mai classica. Le registrazioni da effettuare si limitano a RV1 (sensibilità) RV2 ed RV3 (distanze fra le due testine) e RV4 (ristabilimento del fondo musicale). Come abbiamo già detto le prestazioni di questo miscelatore sono ottime e sarà senza dubbio di grande aiuto ai cineamatori fornendo loro parecchie soddisfazioni.

(da « Toute l'electronique » 12-67-321)

ROMA



Largo Frassinetti 12-13-14
00182 - ang. Via Bobbio 76
Telef. 763189 - 752920

Presentiamo ai tecnici di Laboratorio la descrizione del funzionamento di questo semplice generatore di arcobaleno. In un secondo articolo menzioneremo i controlli che possono essere effettuati con questo interessante strumento.

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

generatore di arcobaleno

I costruttori di televisori a colori si sono già « riforniti » da tempo di costose apparecchiature per controllare, tarare e mettere a punto i loro primi televisori a colori: la ragione è facile da capire. Un nuovo « prodotto » come lo è il televisore a colori deve presentarsi con tutti i crismi della perfezione e non deve fare « cilecca ».

Accanto a questo problema già risolto dalla grande industria, c'è quello dei laboratori specializzati per l'assistenza tecnica di questi ricevitori, una volta che quest'ultimi sono passati nelle mani del cliente.

La nascita di questi laboratori sarà immediata non appena avrà avuto inizio la vendita normale dei ricevitori TVC. Laboratorio dicevamo vuol dire strumenti di misura di alta classe, capaci di consentire al tecnico l'individuazione immediata di un dato guasto. Ecco perché presentiamo ai tecnici TVC italiani questo strumento veramente eccezionale che in Germania dove la TVC è una cosa « reale », sta godendo per la sua maneggevolezza

e praticità, la simpatia di tutti i tecnici che cominciano a « girare intorno » ai ricevitori TVC. Si tratta del generatore PAL Philips **PM 5507**.

Nuovi controlli richiesti dai televisori a colori

A differenza di un ricevitore TV - B e N, il ricevitore TVC ha **sempre** bisogno di essere ricontrrollato dopo che è stato installato in casa del cliente.

Questi controlli riguardano principalmente la **convergenza**, la **purezza di colore**, e la **scala dei grigi**. Come si vede è il funzionamento del cinescopio che deve essere ricontrrollato. Ciò non significa naturalmente che il ricevitore non sia stato messo a punto in fabbrica per ciò che riguarda queste regolazioni. Noi sappiamo che indipendentemente da questa iniziale messa a punto, il ricevitore per il solo fatto di **cambiare casa** cambia anche il suo modo di funzionare. Vogliamo alludere ai disastrosi effetti che produce il **campo magnetico terrestre** sulla messa a punto iniziale del cinescopio. Il campo

magnetico terrestre in fabbrica ha in genere un valore diverso di quello che ha **in casa** del cliente. Questa diversità è quella che butta all'aria la messa a punto della convergenza e della purezza di colori effettuate inizialmente in sede di collaudo in fabbrica.

Il segnale che permette di effettuare nella maniera più rapida la messa a punto della convergenza sia essa **statica** che **dinamica**, è un segnale a reticolo o a puntini (fig. 1). Questi speciali segnali di prova non vengono trasmessi dall'emittente TVC, ed è per questo motivo che l'installatore di un ricevitore TVC deve avere sempre a portata di mano un apparecchio che possa fornirgli i suddetti segnali.

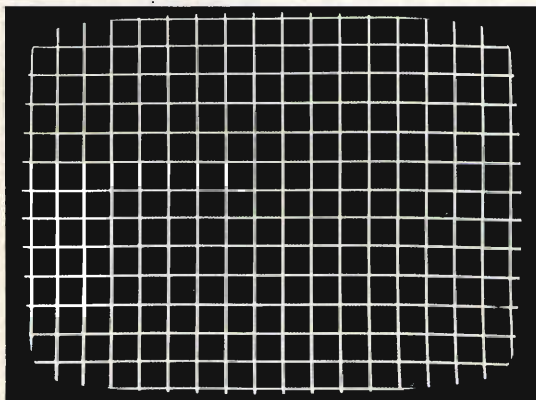


Fig. 1 - Immagine a reticolo usata per il controllo della convergenza statica e dinamica del cinescopio.

Non basta. Inizialmente, il trasmettitore non manderà in onda il monoscopio TVC per la prova del colore **per tutta la giornata** come fa attualmente con il monoscopio in bianco e nero. Di qui la necessità che questo piccolo generatore fornisca un segnale anche per il controllo degli stadi del colore del ricevitore.

Questo segnale per la prova del colore può essere usato per molti controlli. Il più caratteristico (tanto per citarne uno) è quello che riguarda il controllo del funzionamento della linea di ritardo. Si tratta infatti di verificare l'**ampiezza** e la **fase** del segnale della riga ritardata.

Un controllo molto critico. Non meno delicato è il controllo della fase dei segnali che entrano nei due demodulatori sincroni.

Come si vede questi sono controlli che richiedono da parte del tecnico grande abilità e conoscenza del funzionamento dei circuiti unitamente alla disponibilità di uno strumento che possa fornire i segnali necessari per effettuare questi controlli.

Richiamiamo alla mente il funzionamento del sistema PAL

Come è noto nel sistema NTSC i due segnali di differenza di colore rispettivamente del rosso R-Y (segnale V) e del blu B-Y (segnale U) modulano in ampiezza due segnali a 4,43 MHz in quadratura tra loro (90°) e il risultato della somma di questi due segnali così modulati è una « portante » (che in realtà viene soppressa) modulata in fase ed in ampiezza (fig. 2). Alla fase di questo segnale somma (segnale di crominanza) è legato il particolare **tono di colore** trasmesso (tinta), all'ampiezza è legata invece la **saturazione** di quel determinato tono di colore. Questa oscillazione o segnale di crominanza viene sovrapposta al segnale di luminanza Y riferito alla stessa scena trasmessa e questo segnale di colore **completo** va poi modulare nel trasmettitore la portante video vera e propria (fig. 3). Sul piedistallo posteriore del segnale di cancellazione viene posto un segnale di riferimento (burst) a 4,43 MHz, che dovrà servire nel ricevitore a sincronizzare in fase e frequenza la portante rigenerata nel ricevitore stesso. Siccome, come abbiamo visto, la **portante del colore** non viene trasmessa, e l'informazione del colore si trova esclusivamente nelle bande laterali (prodotto di modulazione), per riottenere nel ricevitore i primitivi segnali differenza di colore R-Y e B-Y si dovrà iniettare in uno speciale demodulatore (demodulatore sincrono) le due « portanti » sopresse in trasmissione, sfasate di 90° (in quadratura). Soltanto in questa maniera è possibile demodulare dal segnale di crominanza a 4,43 MHz, i segnali differenza di colore in **bassa frequenza** rispettivamente R-Y e B-Y (figura 4).

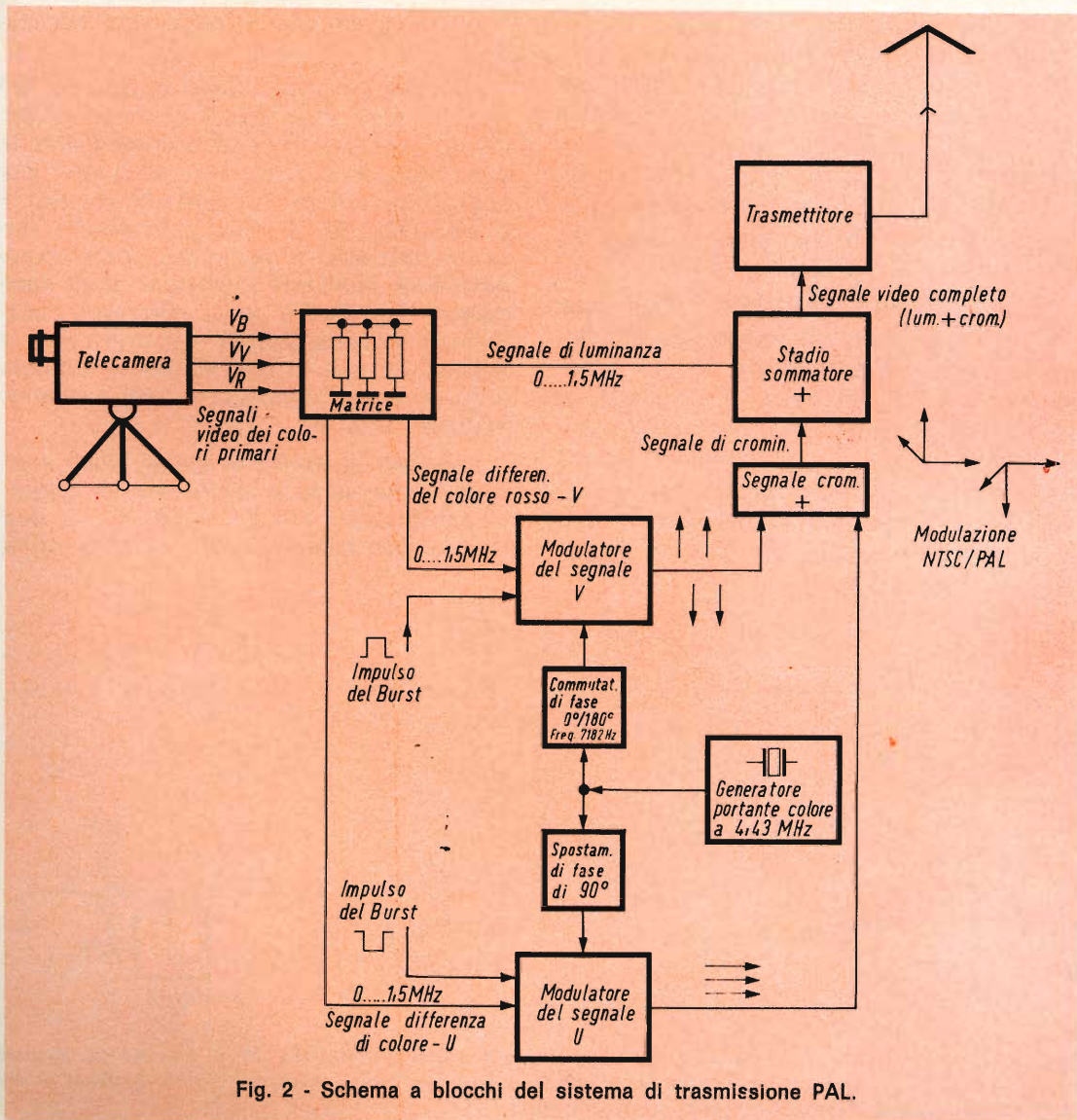


Fig. 2 - Schema a blocchi del sistema di trasmissione PAL.

La riproduzione sullo schermo del cinescopio del vero tono di colore trasmesso (tinta) dipende pertanto dall'**angolo di fase** del segnale di crominanza rispetto alla fase del burst.

Può succedere però che per motivi a cui non accenneremo in questa sede, questo determinato angolo di fase del segnale di crominanza subisca rispetto al burst delle variazioni lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore. In questo caso, il ricevitore riprodurrà colori completamente diversi da quelli della scena trasmessa.

Il sistema PAL elimina questa eventualità. Per far ciò esso porta una leggera variante al sistema di trasmissione NTSC a cui abbiamo accennato prima. Anche il PAL infatti usa la modulazione in quadratura. Esso però è meno sensibile agli **errori di fase** del segnale di crominanza, in quanto fornisce al segnale trasmesso un'aggiuntiva **codifica** la quale grazie ad uno speciale circuito demodulatore (linea di ritardo) assicura la completa compensazione degli eventuali errori di fase cui potrebbe essere andato incontro il segnale di crominanza lungo il tratto trasmettitore-ricevitore.

Questa codifica consiste in questo: la componente a 4,43 MHz che nel trasmettitore viene modulata di ampiezza dal segnale differenza di colore del rosso R-Y (V) viene invertita di polarità ($0^\circ/180^\circ$) di riga in riga. L'altra componente in quadratura modulata da B-Y (U) mantiene la sua fase inalterata per tutte le righe come nell'NTSC (fig. 2).

Nel ricevitore il segnale di crominanza viene ritardato per un tempo pari al tempo di scansione di una riga, per cui quando arriva il segnale della riga successiva avremo a disposizione contemporaneamente due segnali di crominanza o meglio due informazioni di colore: quella della riga che arriva in quel determinato istante e quella della riga arrivata prima.

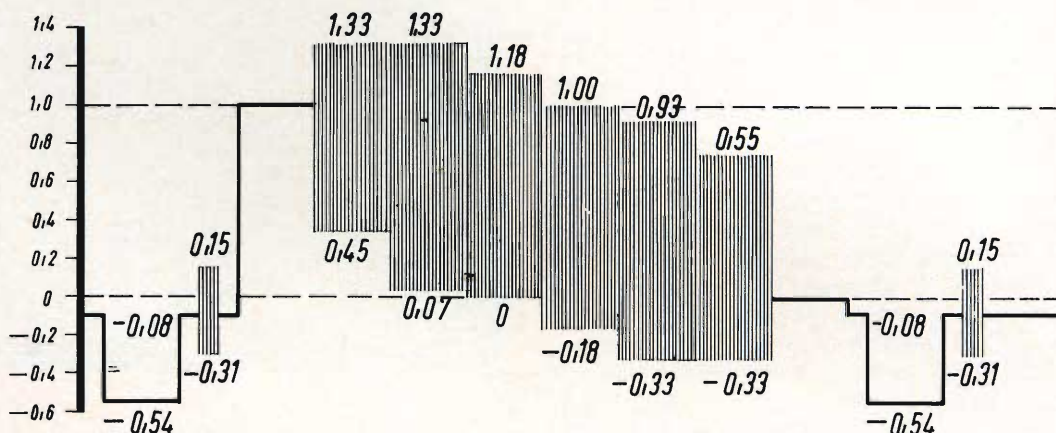


Fig. 3 - Segnale video completo destinato a modulare la portante video (fig. 2). E' formato dal segnale di luminanza + il segnale di crominanza. Si riferisce ad un'immagine di barre colorate verticali — colori Giallo - Ciano - Verde - Magenta - Rosso e Blu.

A causa dell'inversione di polarità a frequenza di riga della componente modulata da R-Y in sede di trasmissione, avremo rappresentando il fenomeno con vettori, **due identici** segnali di colore che saranno l'uno **l'immagine speculare** dell'altro rispetto all'asse (B-Y) che rappresenta la componente modulata dal segnale B-Y.

L'identità di questi segnali può considerarsi vera in quanto avendo i segnali di colore b.f. R-Y e B-Y una banda stretta (circa 1,2 MHz), l'informazione di colore di una riga è praticamente uguale all'in-

formazione di colore della riga successiva.

Nel circuito della linea di ritardo del ricevitore saranno quindi contemporaneamente presenti le quattro componenti in quadratura F_R e F_B , $F_{R'}$ e $F_{B'}$ di questi due segnali di colore (e cioè dei vettori F e F'). (Fig. 5). Queste componenti verranno sottratte e sommate contemporaneamente mediante opportuni **stadi sommatore** (fig. 4). Per poter effettuare l'operazione matematica di « sottrazione » è necessario che in uno stadio sommatore si provveda ad invertire di 180° il relativo segnale. (Fig. 6).

I segnali di uscita di questi stadi sommatore non saranno altro che le semplici componenti [R-Y] e [B-Y] in quadratura **con frequenza di 4,43 MHz**, come

lo erano al trasmettitore prima di essere sommate e prima di formare il segnale di crominanza modulato in fase ed in ampiezza. Queste componenti risultano invece modulate **solo** in ampiezza. La modulazione di fase è sparita.

Queste componenti a 4,43 MHz modulate in ampiezza dai segnali R-Y e B-Y hanno però la « portante » soppressa e per questo vengono inoltrate in due demodulatori sincroni nei quali verrà riinserita con fase giusta la portante soppressa così da poter ottenere alla loro uscita i segnali demodulati in b.f. R-Y e B-Y (fig. 4).

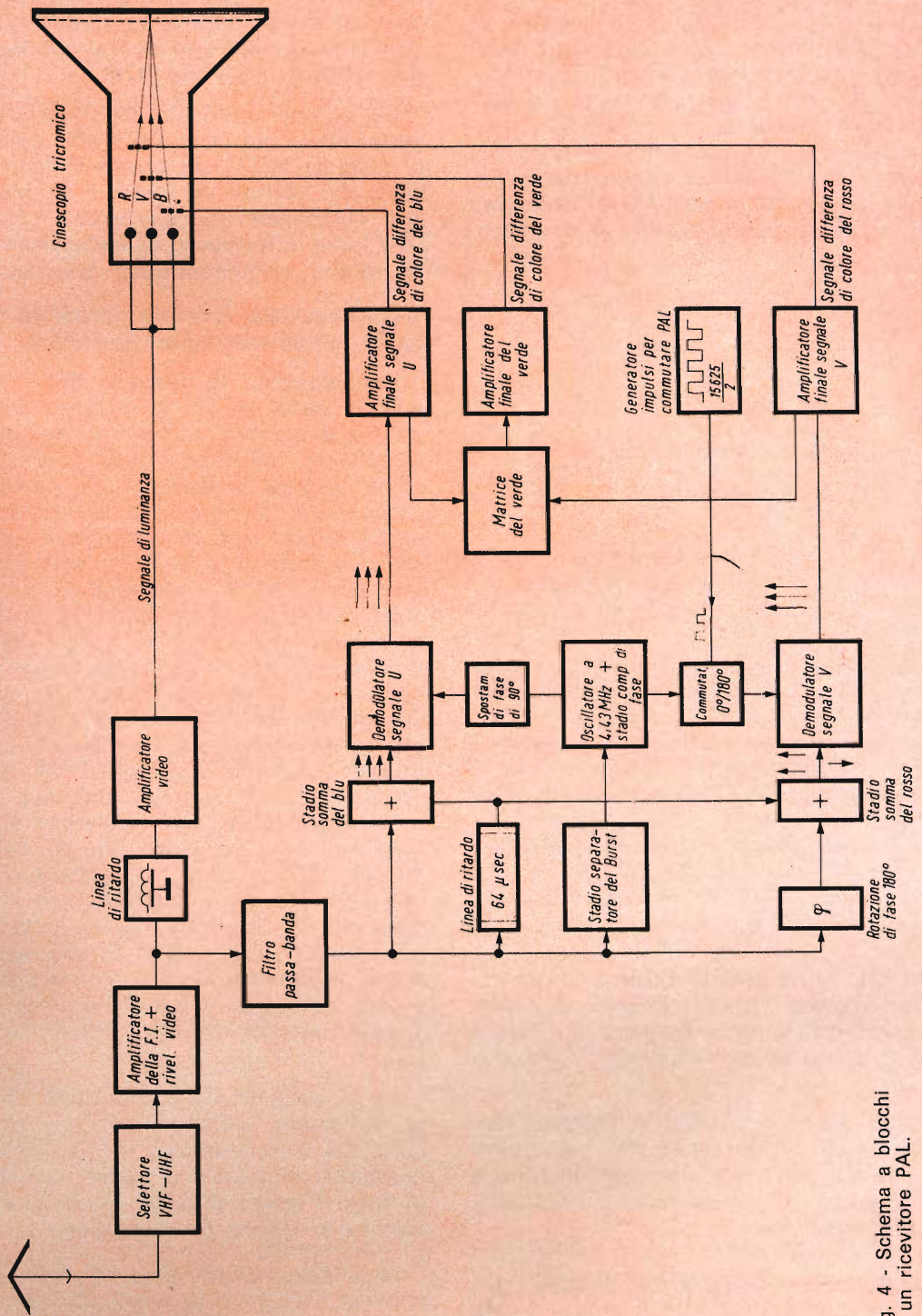


Fig. 4 - Schema a blocchi di un ricevitore PAL.

La fase della componente $[R-Y]$ fornita dallo stadio-somma (fig. 4) varia costantemente di riga in riga di 180° a causa dell'analogia inversione di polarità effettuata in trasmissione come già detto (fig. 2). Siccome per il giusto funzionamento del ricevitore è richiesta esclusivamente la componente $+ [R-Y]$, la componente $\pm [R-Y]$ presente all'uscita del circuito della linea di ritardo dovrà essere commutata in **perfetto sincronismo** con l'analogia commutazione al trasmettente

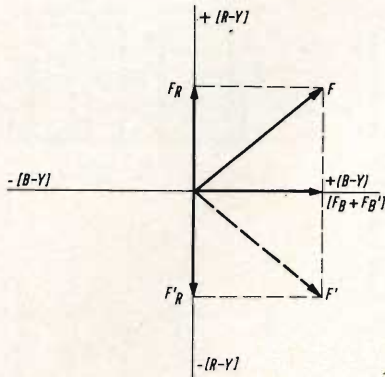


Fig. 5 - Diagramma vettoriale indicante la relazione di fase del segnale di crominanza di due righe successive.

F = vettore del colore della riga « precedente » ritardata, componente $+ [R-Y]$.

F' = vettore del colore della riga « attuale » componente $- [R-Y]$.

F_R e $F_{R'}$ = componenti $R-Y$ dei vettori di colore F e F' .

F_B e $F_{B'}$ = componenti $B-Y$ dei vettori di colore F e F' .

tore (fig. 4). In pratica quindi il vettore F' verrà **ribaltato** rispetto all'asse di modulazione $[B-Y]$ e verrà quindi a coincidere con la componente originaria F (fig. 5 e fig. 4).

Dagli stadi sommatore si ricaverà pertanto un vettore di colore che, pur dimezzato in ampiezza corrisponderà in tutto e per tutto al vettore di colore F originariamente trasmesso.

Compensazione degli errori di fase

I vantaggi del sistema di codifica e di demodulazione brevemente illustrati più sopra appaiono in tutta la loro evidenza

nel caso in cui il segnale di crominanza risulti affetto da errori di fase introdottisi durante la trasmissione del segnale. Proprio per questo motivo la **variante PAL** è molto meno sensibile agli errori di fase del sistema originario NTSC.

Se ci riferiamo alla rappresentazione vettoriale di fig. 7 si vede che nel caso di sistema NTSC, un errore di fase di α gradi del vettore di colore F dà luogo a due componenti in quadratura $[R-Y]$ e $[B-Y]$ che differiscono **considerevolmente** da quelle originariamente trasmesse.

Conseguenza: il colore riprodotto non è quello originariamente trasmesso.

Consideriamo la variante PAL rappresentata dalla fig. 7b. In questo caso è il vettore di colore F_{1a} che deve essere trasmesso in ampiezza e fase corretta durante la **riga precedente**. Siccome nel corso della trasmissione si verifica un errore di fase α , al ricevitore non arriverà più il vettore F_{1a} bensì il vettore F_{1b} . Ma nel ricevitore è disponibile anche il segnale di colore F_{2a} della riga **corrente**; la componente $[R-Y]$ di questa riga ha la fase invertita rispetto alla stessa componente comparsa nella riga precedente. Questo vettore di colore F_{2a} è **anch'esso** affetto dallo stesso errore di fase α che gli farà assumere la posizione F_{2b} . A causa della commutazione sincrona della componente $[R-Y]$ nel ricevitore, il vettore F_{2b} verrà **ribaltato** intorno all'asse di modulazione $[B-Y]$ e diventerà il vettore F'_{2b} che verrà ora sommato al vettore F_{1b} . Il vettore risultante dalla somma di questi due vettori F_r assumerà **di nuovo** la fase del vettore F_{1a} originariamente trasmesso. Ecco come viene compensato l'errore di fase α nel sistema PAL.

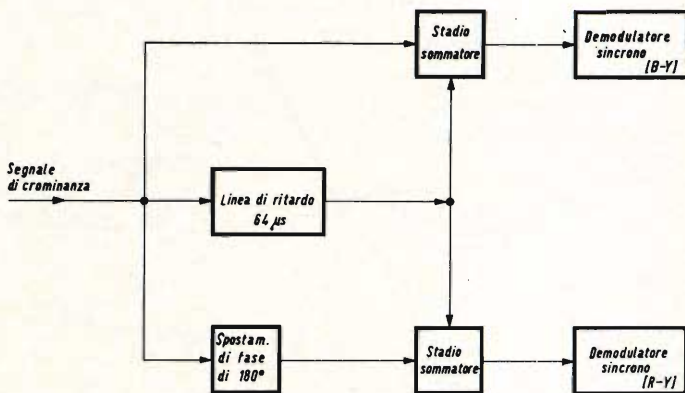
La saturazione del colore che nella rappresentazione vettoriale corrisponde alla metà del vettore-somma F_r , risulterà leggermente diminuita a causa dell'errore di fase. **L'errore di fase quindi si è tramutato in errore di saturazione.**

La commutazione sincrona della componente $[R-Y]$ viene effettuata nel ricevitore mediante impulsi di identificazione, estratti dagli impulsi del burst per mezzo di un circuito discriminatore (fig. 4).

Gli impulsi del burst servono anche (e principalmente) per sincronizzare l'oscillatore locale a 4,43 MHz che produce la portante del colore rigenerata o sottoportante. Nel sistema PAL l'angolo di fase del burst è diverso da quello usato nello NTSC nel quale tale angolo coincide con

Si deve infine tenere presente che la variazione di polarità ($0^\circ/180^\circ$) a frequenza di riga della componente [R-Y] produce di riga in riga un **cerchio del colore** nel quale il vettore del colore in una riga ruota in direzione oraria e nella riga successiva in direzione antioraria (fig. 8).

Fig. 6 - Schema a blocchi del circuito della linea di ritardo e dei demodulatori sincroni.



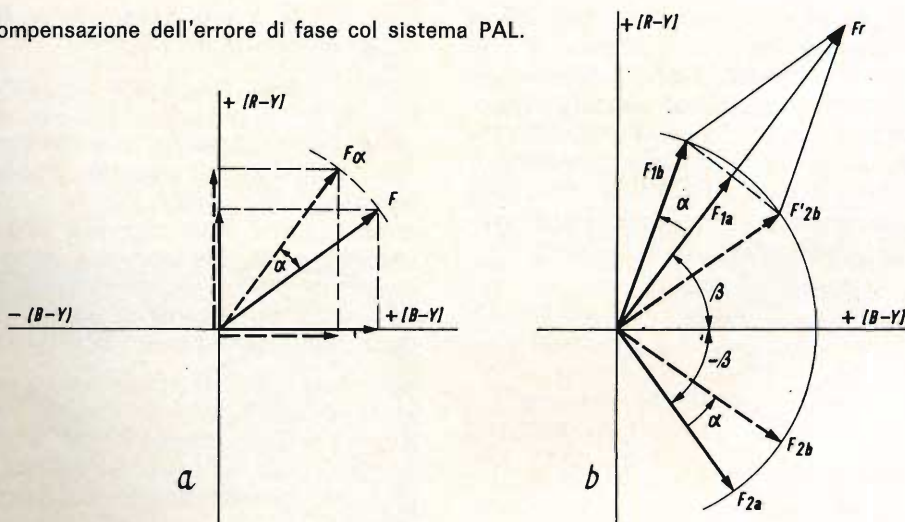
l'asse di modulazione — [B-Y]. Il burst del PAL fa invece di riga in riga un angolo di $\pm 45^\circ$ rispetto all'asse — [B-Y] (fig. 8).

A causa della variazione a frequenza di

Come funziona il generatore di arcobaleno

La codifica PAL viene effettuata nel generatore PAL nella seguente maniera: due oscillatori a cristallo che producono

Fig. 7 - Compensazione dell'errore di fase col sistema PAL.



riga della polarità della componente [R-Y] del segnale di cromaticanza anche il burst dovrà avere un angolo di 180° più o meno 45° al ritmo della variazione della polarità della componente [R-Y] (vedi figura 9).

segnali di frequenza di 4,449244 MHz e 4,417994 rispettivamente, forniscono alternativamente a frequenza di riga la sottoportante del segnale di cromaticanza. Questi due valori di frequenza producono con la frequenza di 4,433619 MHz della

sottoportante rigenerata nel ricevitore, ciascuno **una frequenza - differenza di 15625 Hz**, corrispondente alla frequenza

ceversa, per il fatto che la frequenza della sottoportante di crominanza del generatore in una riga è **più alta** e nella

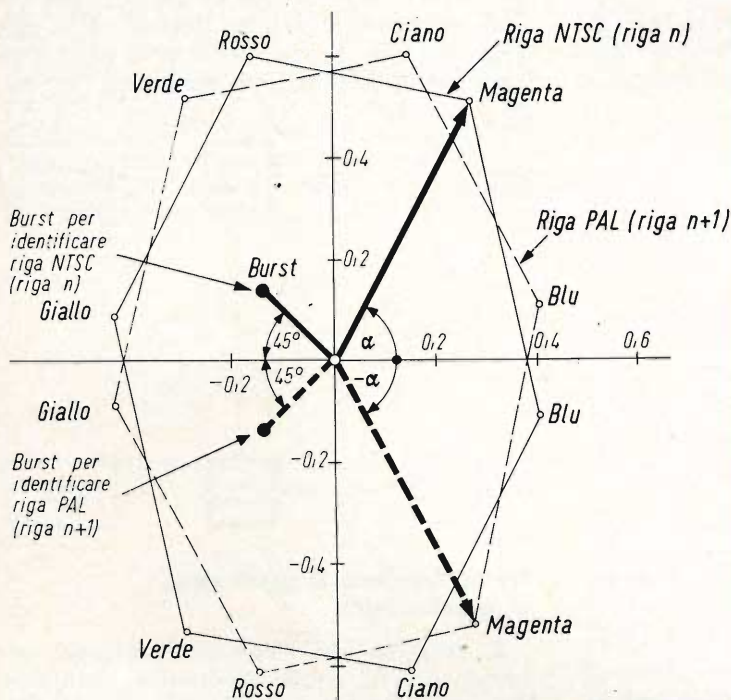


Fig. 8 - Cerchio del colore di una riga NTSC (riga n) e di una riga PAL (riga n + 1). Da notare il burst caratteristico di queste due righe.

di scansione di riga. Rappresentata come vettore, questa frequenza-differenza che per il ricevitore costituisce l'informazione del colore, ruoterà con velocità angolare costante rispetto al vettore che rappresenta la tensione della sottoportante locale. Da una riga all'altra, la direzione di questa rotazione cambierà rispettivamente in senso orario o antiorario e vi-

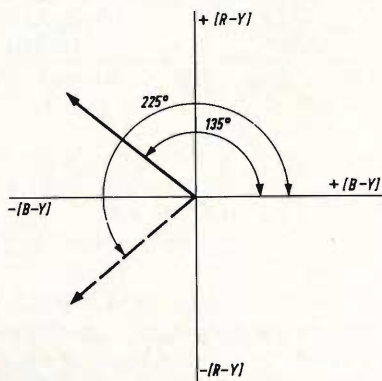


Fig. 9 - Diagramma vettoriale della posizione del burst.

successiva è **più bassa** della frequenza della sottoportante locale .

Siccome la frequenza di scansione di riga come è noto è 15625 Hz, il vettore della frequenza-differenza percorrerà ad ogni scansione di riga un angolo di fase completo (0° - 360°) alla frequenza della sottoportante. **Ciò significa che ad ogni scansione di riga saranno riprodotti dal ricevitore tutti i colori dello spettro (arcobaleno) ad eccezione di quelli che cadono nell'intervallo del blanking (fig. 8).**

Vettori ruotanti ora in senso orario ora in senso antiorario producono nel ricevitore **lo stesso effetto** prodotto dall'inversione di fase della componente [R-Y] del segnale di crominanza del trasmettitore (fig. 8).

Con il sistema sopra descritto vengono prodotti: la sottoportante di crominanza con codifica PAL ed un segnale con frequenza doppia della frequenza di riga ($2f_r$). Ciò è indicato nello schema a blocchi di fig. 10.

La sincronizzazione del « coder » PAL è assicurata da due tensioni ad onda quadrata in opposizione di fase con frequenza

piegato nello stesso tempo per eccitare un oscillatore LC che fornisce gli impulsi « keying » VL e CB.

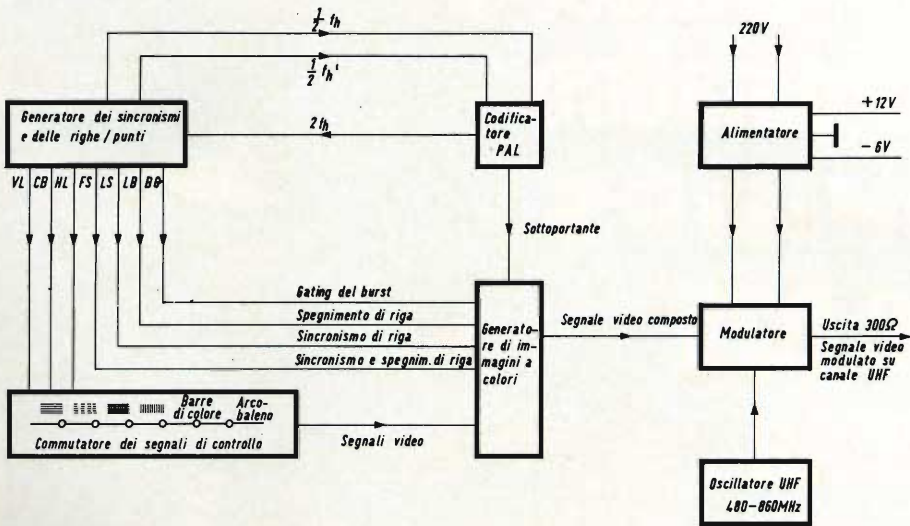


Fig. 10 - Schema a blocchi del generatore di arcobaleno Philips PM 5507

metà della frequenza di riga ($1/2 f_h$ e $1/2 f_h'$). Queste tensioni di sincronismo sono fornite dalla sezione righe/punti del generatore.

In questo generatore gli impulsi di sincronismo e quelli per il « gating » del burst (FS - LS - BG), gli impulsi di riga (HL) e gli impulsi di spegnimento di riga (LB) sono ricavati dalla tensione di ingresso con frequenza doppia della frequenza di riga. Il segnale $2f_h$ viene im-

piegato nello stesso tempo per eccitare un oscillatore LC che fornisce gli impulsi « keying » VL e CB.

Con questi impulsi vengono formati rispettivamente le linee verticali e le barre di colore dell'immagine di prova.

Nella sezione « generatore di immagini a colori », vengono formati il segnale video completo (luminanza + crominanza + impulsi di sincronismo e di spegnimento, (fig. 3).

Questo segnale video può fornire:

- a) un'immagine a punti; b) un'immagine a reticolo; c) righe orizzontali; d) righe verticali; e) immagine con colori dell'arcobaleno; f) immagine con barre colorate (arcobaleno « in pezzi »).

Il segnale video è regolabile in maniera continua da zero al massimo livello.

Questo segnale video completo modula di ampiezza nello stadio « modulatore », una portante la cui frequenza può essere variata in maniera continua da 480 a 860 MHz. La tensione di uscita del generatore è prelevabile da un cavo coassiale chiuso su 300Ω di impedenza.

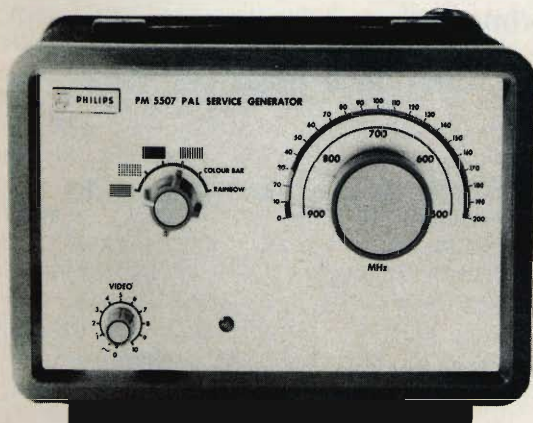


Fig. 11 - Generatore di arcobaleno PM 5507 Philips.

(continua)

L. C.

**nel giradischi
automatico**

PHILIPS

GC 028

**basta
premere
un tasto**

- il motorino si mette in moto.
- il braccio si alza, tocca il bordo del disco e a seconda del diametro dispone il pick-up sul primo solco del disco.
- terminato il disco, il braccio si alza, ritorna nella posizione iniziale e il motorino si ferma.

L'ascolto del disco può essere interrotto in qualsiasi momento premendo di nuovo il pulsante.

DATI TECNICI

■ Velocità: 16-33-45-78 giri/min. ■ Testina: GP 306-GP 310 ■
Motore: asincrono ■ Potenza assorbita: 9 w ■ Tensione d'alimentazione:
110 - 127 - 220 V ■ Frequenza d'alimentazione: 50 Hz ■ Peso netto: 1,9 Kg.
■ Dimensioni: 328 x 236 x 88 mm.



PHILIPS s.p.a.
Sezione ELCOMA
P.zza IV Novembre, 3
20124 Milano
Tel. 6994

L'ANTIFURTO PROFESSIONALE

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

a cura della A.R.E.C. - Roma

Nella terza parte della trattazione l'autore esamina un sistema a combinazione variabile per la manovra del dispositivo antirapina: poi passa allo studio degli allarmi locali, degli allarmi autonomi, del sistema di comando e controllo e termina con delle osservazioni sull'impianto in generale.

Quando l'utente desidera ottenere la posizione di vigilanza ha a sua disposizione una breve facile successione di comandi; essi sono disposti in modo da permettere il ripristino della primitiva posizione di riposo mediante la stessa successione, manovrata in senso inverso. Onde vietare al ladro la possibilità di questo ripristino, viene adottato un sistema elettrico di grande semplicità, con risultato pressoché simile a quello fornito dai dispositivi meccanici delle casaforti. L'utente ha la possibilità di concludere l'inserzione della vigilanza mediante una combinazione a sua scelta, che può tenere segreta e variare ogni volta lo creda opportuno. La difesa contro l'annullamento da parte di estranei è dunque fornita dalla necessità di usare la stessa combinazione che si era scelta all'atto dell'inserzione.

Il principio è basato sulla ripetizione di uno stesso effetto mediante un certo numero di comandi esteticamente eguali fra loro, con l'accorgimento che l'effetto

stesso resti privo d'informazione. A chiarimento di questo concetto, consideriamo un qualsiasi interruttore stabile che comandi ad esempio l'accensione di una lampada elettrica. L'utente è informato dell'apertura o chiusura dell'interruttore da due segnalazioni: dalla posizione della levetta e dalla apparizione della luce. Se venissero a mancare questi due testimoni, cosa ottenibile spostando la lampada in luogo non visibile e usando un interruttore ad estetica uniforme, sia in apertura che in chiusura, l'utente perderebbe l'informazione. A maggior ragione, se invece di un solo interruttore se ne disponessero due o più, eguali, collegati in parallelo tra loro, l'utente non avrebbe la possibilità, manovrandoli a caso, di ottenere sempre la valuta accensione o il voluto oscuramento della lampada. Supponiamo di partire dalla posizione di « spento » con tutti gli interruttori aperti, i quali siano del tipo a pressione, e tali da ripristinare la stessa forma esteriore, sia prima, sia dopo la pressione. All'uten-

te basterebbe spingere il tasto di un solo interruttore per essere sicuro di aver acceso la lampada lontana, ma egli può confermare i contatti di accensione, con la pressione successiva di un numero

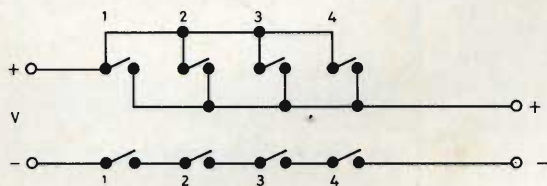


Fig. 9

qualsiasi n di interruttori paralleli, scegliendo una delle combinazioni di tutti gli elementi, presi ad uno ad uno, a due a due, a tre a tre,... ad n ad n. Se egli prende nota della combinazione usata per l'accensione, aiutato da una numerazione progressiva dei tasti, può facilmente spegnere la lampada premendo ancora gli

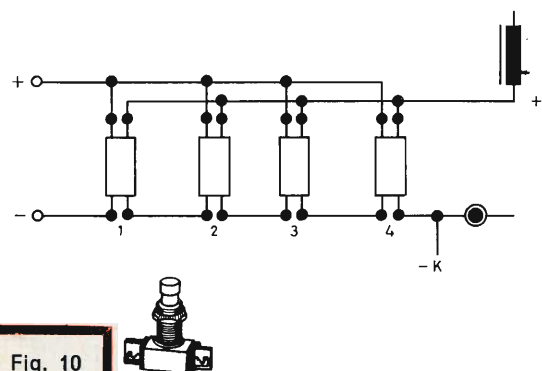


Fig. 10

stessi tasti che aveva precedentemente premuto, cosa che non può fare un altro individuo, senza conoscere il numero-chiave. Condizione essenziale, affinché all'estraneo venga vietata la manovra di oscuramento della lampada è che questa sia a lui nascosta e che i pulsanti non dimostrino la loro posizione di aperto o chiuso. L'insieme degli interruttori posti in parallelo tra loro rende dunque facile ad esempio la fornitura di una tensione, ma difficile il toglierla. Se gli in-

terruttori, anziché in parallelo fossero collegati in serie, si avrebbe una prestazione di carattere opposto; sarebbe cioè facile interrompere un circuito, ma difficile ripristinarne la continuità.

Osservando la figura 9 si comprende infatti come la chiusura di un solo interruttore sia già sufficiente a permettere il passaggio del positivo, ma rinforzandolo con altre chiusure, sarà difficile interromperlo se non si individuano tutti quegli interruttori che lo hanno lasciato passare. Per la linea negativa invece, l'apertura di almeno un interruttore è necessaria e sufficiente alla interruzione, mentre il ripristino impone la conoscenza di quanti e quali interruttori erano stati aperti. La combinazione dei due artifici fornisce dunque un dispositivo a comando variabile, atto a provocare simultaneamente e in modo alternato una fornitura e una privazione. La figura 10 rappresenta uno schema completo, previsto in modo da fornire il positivo alla bobina di un relais, e nello stesso tempo a privare del negativo il contatto di un pulsante.

I 4 commutatori sono del tipo da pannello, con comando a pressione ed effetto stabile, ma con ritorno estetico del tasto nella posizione iniziale dopo ogni pressione. L'alternanza delle pressioni produce l'alternanza delle variazioni; una pressione chiude la coppia di contatti superiori ed apre quella dei contatti inferiori; la successiva pressione riapre i contatti superiori e richiude quelli inferiori. Se nella posizione iniziale tutti i contatti superiori sono aperti, si avrà che tutti i contatti inferiori sono chiusi.

La bobina sarà dunque priva di positivo, mentre il pulsante sarà in contatto col negativo. Premendo ad esempio i tasti nella combinazione 134, il positivo verrà triplicemente convogliato sulla bobina, attraverso le vie 1; 3; 4, mentre il pulsante resterà triplicemente isolato dal negativo a causa dell'apertura dei contatti inferiori. Per ripristinare la posizione iniziale sarà giocoforza di premere ancora i tasti nella stessa combinazione 134 precedentemente adottata; caso contrario, pressioni diverse non produrrebbero alcuna variazione nei circuiti comandati. La scelta della chiave può es-

sere limitata ad un numero di una sola cifra, oppure di due, tre, ecc., secondo le combinazioni possibili. Con quattro tasti si avrebbero dunque molte possibilità di cambiare la chiave segreta; si è vista però in pratica la convenienza di adottarne soltanto tre, ciò per non rendere

lo » di gente esterna al locale richiede un tempo variabile dai 4 ai 9 minuti.

L'applicazione del dispositivo descritto, posto sul quadro di comando del centralino, servirà a preparare la posizione attiva del relais parallelo mediante l'innesto

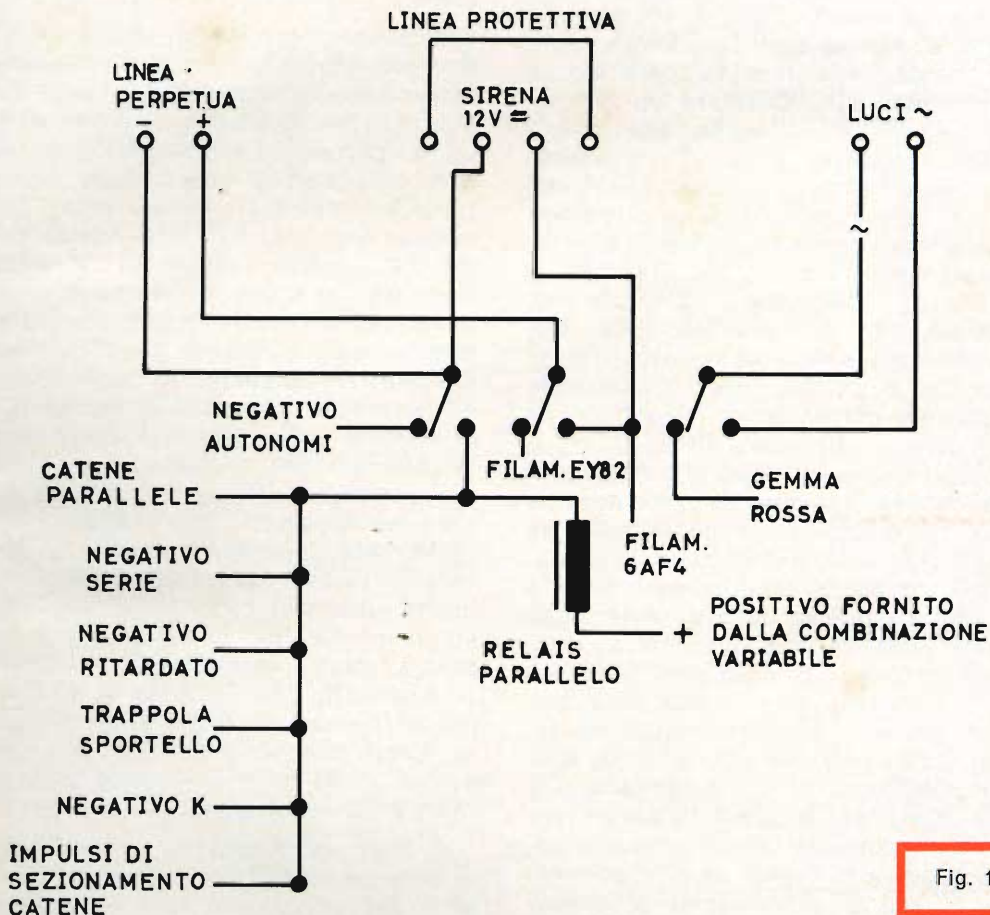


Fig. 11

troppo difficile all'utente di frenare gli allarmi in caso di errore. Questa limitazione non decrementa il fattore di sicurezza poiché una eventuale manovra per la prova di tutte le combinazioni può essere effettuata senza danno dall'utente, anche durante l'innescio delle sirene, mentre per il ladro, richiederebbe un tempo di lavoro sotto allarme, eccessivo o comunque rischioso. Da esperimenti eseguiti è risultato infatti che la psicologia di un ladro gli permette una sosta massima di 8 secondi sotto allarme, mentre la formazione di un « capannel-

del positivo sulla sua bobina, e ad isolare i pulsanti di comando degli allarmi autonomi, dopo la loro preparazione. I particolari della prestazione verranno descritti nella disamina della maschera di comando.

GLI ALLARMI LOCALI

Nelle piccole installazioni e in quelle di media estensione gli allarmi locali sono limitati ad una sola sirena da 50 W in corrente continua e un gruppo di luci in corrente alternata, di potenza non supe-

riore ai 500 W. Il tutto è comandato da un solo relais (relais parallelo) avente sul castelletto contatti da 5 A. Nulla vieta l'eventuale aggiunta di qualche piccola suoneria in corrente continua o di qualche cicala, poste in parallelo rispettivamente sulla linea della sirena o su quella delle luci. Nelle grandi installazioni, ove si rende necessario l'uso di un maggior numero di dispositivi di allarme, sarà facile trasformare il relais parallelo in un servo atto ad alimentare un più potente teleruttore o meglio una catena di relais successivi in cui il precedente faccia da servo al conseguente. In tal caso, gli stessi relais possono effettuare l'inserzione di accumulatori e di alimentatori ausiliari, in modo da contenere lo assorbimento totale entro un valore proporzionale alla disponibilità delle sorgenti. Non riteniamo necessario fornire gli schemi adatti per questo eventuale ampliamento, poiché la loro elaborazione non presenta particolari difficoltà ed è quindi alla portata di qualsiasi tecnico di media cultura. Le linee di alimentazione di tutti gli allarmi verranno protette da conduttori inseriti nel circuito di serie. Il relais parallelo resta costantemente privo di eccitazione anche nella posizione di vigilanza, con la differenza che, in posizione di riposo la sua bobina è priva di positivo, mentre nella posizione di vigilanza esso le viene fornito dai tasti della combinazione variabile. Se dunque, in vigilanza, l'altro lato della bobina riceve un impulso negativo di almeno un ottavo di secondo, il relais si eccita subito e resta stabilmente agganciato mediante il suo primo contatto di castelletto. L'impulso può arrivare da 6 diverse sollecitazioni (figura 11).

1° - Dal corto di qualcuna delle trappole a riposo aperto, poste sulle catene parallele.

2° - Da una qualsiasi soluzione di continuità delle catene di serie (taglio di fili o rimozione di trappole a riposo chiuso).

3° - Dalla linea ritardata, su comando dei microswich posto all'ingresso principale.

4° - Dalla trappola dello sportello interno di Centrale, qualora un ladro tenti di aprirlo.

5° - Dalla linea K, qualora un ladro tenti di muovere sul quadro dei comandi una leva di vigilanza.

6° - Da uno qualsiasi dei dispositivi di sicurezza abbinati al sezionamento catene, qualora il ladro rimuova comunque dalla sua posizione qualche leva di sezione.

Ricevuto l'impulso, il relais parallelo fornisce, oltre alla prestazione essenziale di produrre l'innesto degli allarmi locali, 4 prestazioni ausiliarie. Il primo deviatore del castelletto mobile toglie un negativo dalla scatola guida degli autonomi, facendoli innescare quasi nello stesso istante degli allarmi locali, (come vedremo nel capitolo seguente). Il secondo deviatore assicura l'isolamento dei riscaldatori delle valvole E Y 82, onde evitare, in caso di alcune possibili reazioni del ladro, l'incremento di un ampère alla già sensibile intensità di corrente che si verifica sotto allarmi. Il terzo spegne la gemma rossa, indicatrice di vigilanza, per segnalare agli agenti notturni la situazione di pericolo; ciò anche in caso di taglio della linea che alimenta la sirena locale. Questa prestazione è specialmente utile nel caso in cui gli allarmi autonomi vengono collocati a grande distanza. Inoltre viene fornita la tensione al filamento della valvola 6 A F 4, la cui accensione dà inizio al ciclo di blocco degli allarmi, ciclo che può durare dai 10 ai 60 minuti, secondo la preventiva voluta regolazione.

A ciclo terminato, il relais tampone si incarica di togliere il positivo alla bobina del relais parallelo e viene così ripristinato il particolare riposo del dopo-allarme, completabile successivamente dall'utente con la pressione dei pulsanti della combinazione variabile. L'economia dei consumi viene così rispettata in tutte le fasi dell'elaboratore di centrale. In posizione di riposo, essendo la bobina del relais in parallelo isolata dal positivo, qualsiasi impulso negativo non produce alcun effetto, ed è quindi assicurata la completa libertà di movimento nei locali protetti.

GLI ALLARMI AUTONOMI

Consistono in una sirena da 50 W in corrente alternata a tensione rete e una

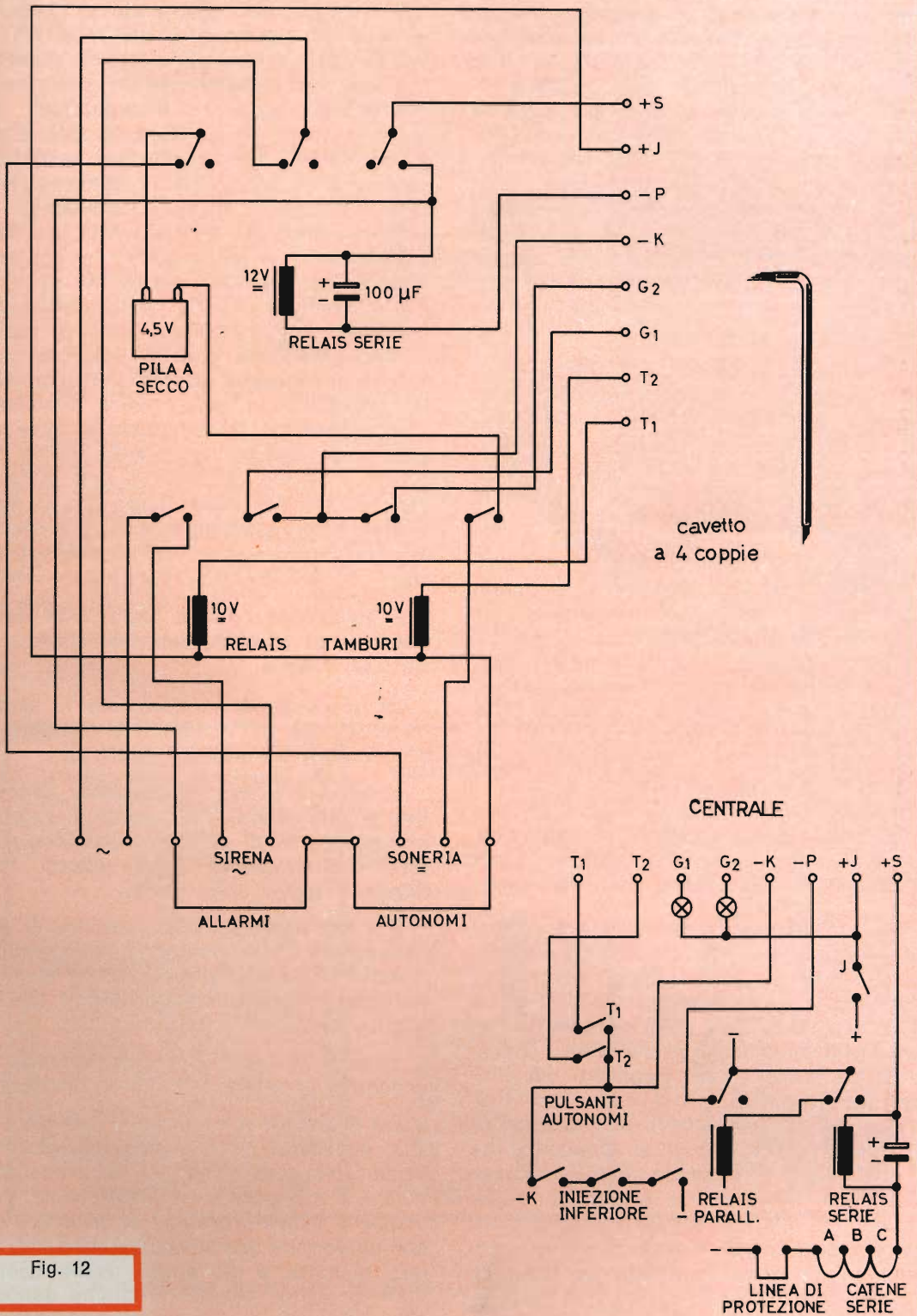


Fig. 12

suoneria a bassa tensione in corrente continua, alimentata da una pila a secco. Sono comandati da una scatola-guida contenente due relais a tamburo di tipo stabile e un relais di tipo instabile. Il tutto viene dislocato in luogo distante dai locali protetti, in modo da poter utilizzare sorgenti diverse, da quelle che alimentano i dispositivi di centrale. Questo accorgimento assicura la segnalazione di allarme anché quando una eventuale reazione del ladro lo spinga a compiere una completa devastazione del centralino o delle linee che fanno capo ad esso.

La figura 12 mostra lo schema degli allarmi autonomi, completato dal relais-serie posto nel centralino; questo relais, come vedremo, occorre principalmente ad assicurare l'interlacciamento biunivoco tra gli effetti delle trappole parallele e quelle di serie.

I due relais stabili collocati nella scatola-guida sono di tipo simile a quello adottato nel dispositivo anti-rapina già descritto, con la differenza che, mentre in quello il ciclo si compie in 4 tempi, questi hanno un ciclo di soli due tempi; vale a dire che al primo impulso si chiudono simultaneamente entrambi gli interruttori, ma si riaprono insieme al secondo impulso. Osservando la figura 12 si nota come entrambi gli allarmi (sirena e suoneria) siano doppiamente comandati da un interruttore del rispettivo relais stabile e da un deviatore del relais-serie.

Essi possono dunque innescare soltanto quando vengano alimentati da entrambe le vie, cioè quando tutti gli interruttori sono chiusi. Si ottiene così un'alternativa d'isolamento in due posizioni diverse. In posizione di riposo il relais-serie è inerte e quindi lascia chiusi i contatti dei suoi deviatori mentre i due relais stabili si trovano a contatti aperti. In posizione di vigilanza invece questi si chiudono, ma il relais-serie, essendo eccitato, apre quelli dei deviatori. In entrambe le posizioni gli allarmi restano quindi isolati. La vigilanza degli autonomi viene ottenuta in Centrale mediante la chiusura stabile dell'interruttore Jota e la successiva pressione dei pulsanti. L'interruttore Jota fa eccitare quasi contemporanea-

mente i due relais instabili della serie, col risultato di isolare dalle sorgenti gli allarmi autonomi e dal negativo la bobina del relais parallelo; i pulsanti portano successivamente in chiusura i contatti dei relais stabili, preparando così le sorgenti su di un solo lato degli allarmi stessi. Dopo ciò, una eventuale soluzione di continuità in qualsiasi settore del circuito di serie provoca il ritorno a riposo dei relativi relais instabili, col risultato di convogliare le sorgenti lontane sui rispettivi dispositivi di allarme e il negativo sulla bobina del relais parallelo. Avverrà allora l'innescò totale di tutti gli allarmi, e quelli autonomi conserveranno la loro attività anche quando il centralino dovesse venire completamente distrutto. Un eventuale impulso negativo convogliato invece sulla bobina del relais parallelo, attraverso una delle 6 vie contemplate nella figura 11, ne provocherebbe l'eccitazione con conseguente effetto-interruzione del circuito di serie.

È assicurata così la biunivocità delle prestazioni e quindi l'interlacciamento di tutti gli allarmi.

La necessità di adottare, per la scatola-guida, dei relais stabili a tamburo è imposta da tre motivi essenziali:

1° - Per ottenere le descritte alternative di isolamento dalle sorgenti autonome, con comandi di tipo misto onde evitare l'annullamento degli allarmi mediante il taglio delle linee;

2° - Per conferire alla manovra di annullamento della posizione di vigilanza la possibilità di una successione inversa dei comandi, senza disturbare il riposo degli allarmi;

3° - Per non derogare dal proposito di economia generale nell'intero complesso.

L'uso di questi relais è però subordinato alla necessità di una precisa informazione sulla posizione dei loro contatti, poiché il comando a grande distanza, mediante la breve pressione di un pulsante, non conferisce una sicurezza assoluta dei loro contatti, e ciò anche usano esemplari di ottima qualità. S'impone dunque l'accorgimento di comandarli con impulsi survoltati, a 12 V, mentre le bobine sono

NOVITA'

FET minor

AUTONOMO - STABILE - PRECISO

CARATTERISTICHE

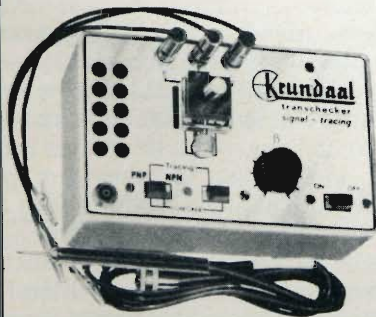
- Voltmetro elettronico a transistor
- Elevata impedenza d'ingresso fino a 80 MΩ V
- Elevata sensibilità 250 mV
- Lettura Volt corrente alternata picco-picco ed efficace
- Impedenza d'ingresso 1,2 MΩ in V c.a.
- Linearità da 20 Hz a 100 kHz - letture fino a 20 MHz e oltre
- Protetto contro i sovraccarichi e le inversioni di polarità



prezzo netto ai tecnici: L. 29.500

TRANSHECKER

Il provatransistor universale che segnala l'efficienza di qualsiasi tipo di transistor in modo estremamente rapido, pratico e sicuro.
prezzo netto ai tecnici L. 14.800



**ONDAMETRO DINAMICO
GRID DIP - METER**

Bobine piatte brevettate (50 μA) a zero centrale disinsensibile per altre misure.
mod. AF 102
pr. netto ai tecnici L. 29.500



CAPACIMETRO

Il primo capacimetro a lettura diretta per la misura delle basse capacità alla portata di tutti da 1 pF a 10.000 pF in due scale.
mod. AF 101
prezzo netto ai tecnici L. 29.500



GRATIS

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

calcolate per 10 V; inoltre, una coppia di gemme poste in centrale farà capo ai contatti liberi come si osserva nella figura 12. Vedremo in seguito come queste gemme, e gli stessi pulsanti di comando, verranno, dopo l'informazione, isolati mediante i tasti della combinazione variabile. I condensatori posti a shunt sulle bobine dei relais di serie servono a fornire un breve ritardo nella diseccitazione dei relais stessi nel caso in cui dovesse venire a mancare la tensione-rete corrente alternata. Abbiamo visto infatti nella figura 8 (n. 1/1968) che i dispositivi del lato cambio automatico delle sorgenti sostituiscono all'alimentatore l'accumulatore quando il primo diviene inattivo.

Nel breve intervallo necessario ai relais per compiere la commutazione, l'intero impianto resta totalmente privo di qualsiasi alimentazione; in quel momento, la esigua riserva di tensione contenuta nei condensatori, assicura la continuità dell'eccitazione e quindi la impossibilità di falsi allarmi. Sarà sufficiente per il regolare funzionamento che la costante di tempo superi appena il ritardo meccanico; anche con bobine di valore ohmico basso si potranno dunque adottare valori capacitivi di sicurezza contenuti tra i 500 e i 1.000 μ F. Le linee di alimentazione degli allarmi dovranno essere protette da conduttori adiacenti, inseriti nel circuito di serie; nello schema generale verrà indicata la loro razionale disposizione. La pila a secco da 4,5 V, contenuta nella scatola-guida, andrà cambiata soltanto dopo lunghi intervalli di tempo, oppure dopo un tentativo di furto.

COMANDO E CONTROLLO

Sul pannello frontale del centralino lo utente dispone di una maschera di comando e controllo che può manovrare e interpretare con facilità, essendo disposta in ordine tale da permettere una successione d'uscita perfettamente reversibile in entrata. I controlli fanno capo ad un sistema di gemme che fornisce automaticamente e progressivamente le dovute informazioni; ogni gemma è affiancata al relativo comando, in modo da poter ottenere un immediato benessere di regolarità. L'adozione di questo si-

stema è confortata dalle dichiarazioni degli utenti confermati il risultato di una piacevole sensazione di dominio sull'intera installazione. Nella posizione di riposo, vedere la figura 13, tutte le leve sono rivolte verso il basso.

Quando l'utente vuole ottenere la posizione di vigilanza interna, senza uscire dalla zona protetta (caso frequente nei locali di abitazione, oppure nei grandi magazzini ove esiste il custode), opera dall'alto in basso, muovendo i comandi, uno per volta, nella successione JOTA T1 T2 K I. Per annullare la vigilanza userà gli stessi comandi in senso inverso, nella successione I K T2 T1 J. Se invece l'utente vuole uscire dalla zona protetta effettua lo stesso movimento dall'alto in basso, con l'avvertenza di premere insieme i pulsanti T1 T2. Ciò soltanto all'uscita, mentre al rientro i pulsanti andranno premuti uno per volta, come nel caso della vigilanza interna. Le informazioni avverranno successivamente nel modo che andiamo a descrivere. Alzata la leva J, s'illumina una delle due gemme rosse affiancate; questo significa che tutte le trappole di serie sono in regola. Premuto il pulsante T1 si illumina la relativa gemma bianca, e premuto T2 si illumina l'altra gemma bianca; esse indicano l'avvenuta preparazione degli allarmi autonomi. Alzata la leva K si oscurano le gemme bianche, mentre quella verde deve restare spenta; questo significa che tutte le trappole parallele sono in regola.

Dopo ciò, si premono i pulsanti I (iniezione) secondo una combinazione da scegliere; la vigilanza interna è così ottenuta. La stessa manovra si effettua quando l'utente desidera ottenere la vigilanza esterna, cioè quando vuole uscire dal locale protetto; la sola differenza consiste nella promozione simultanea dei pulsanti T1 T2. In tal caso la gemma rossa che si era illuminata al rialzo della leva J, tornerà ad oscurarsi, per riaccendersi appena richiusa la porta d'uscita. Questa gemma resterà illuminata durante l'intero periodo della vigilanza: è del tipo a gas e quindi praticamente non impone consumo. Se dovesse verificarsi l'assenza della rete nel momento in cui l'utente deve effettuare la manovra d'uscita, avviene automaticamente la commutazione

della gemma a gas con la seconda gemma rossa alimentata in corrente continua.

Il successivo ritorno della tensione rete opera pure automaticamente la sostituzione di questa gemma con l'altra di tipo a gas. Per la gemma di soccorso viene usata una micromignon da 24 V il cui consumo sull'accumulatore da 12 V risulta irrisorio anche nel caso in cui la assenza della tensione rete dovesse prolungarsi per diverse ore. In ogni installazione le due gemme rosse, collegate in parallelo con quelle del centralino vengono collocate in posizione visibile all'esterno dei locali protetti, allo scopo di rendere possibile l'informazione d'uscita. Nelle grandi installazioni si potranno facilmente collocare nei luoghi opportuni altre gemme poste in parallelo.

La fioca luce della gemma rossa che resta illuminata per l'intero periodo della vigilanza è anche utile per l'eventuale controllo esterno da parte dello stesso utente o degli agenti di vigilanza notturna, poiché essa si oscura non appena avviene la rimozione di qualche trappola. Nella manovra di annullamento, al rientro, maggiore importanza assumono le gemme bianche perché forniscono la sicurezza di aver isolato gli allarmi autonomi. Infatti la successione inversa dei comandi viene iniziata con l'annullamento della combinazione segreta; il successivo abbassamento della leva K rende l'illuminazione alle due gemme bianche. Può accadere che la pressione successiva dei pulsanti T2 e T1 non operi esattamente il movimento dei tamburi situati a distanza nell'interno della scatola-guida; in tal caso le pressioni potranno essere tranquillamente ripetute senza limitazione del tempo, fino ad ottenere l'oscuramento delle gemme.

L'abbassamento finale della leva J completa il voluto annullamento.

Quando tutte le trappole conservano il loro stato di regolarità funzionale, le leve A B C restano costantemente abbassate e quindi non entrano per nulla nelle quotidiane manovre di uscita e rientro. La loro utilità è riservata soltanto nel caso in cui dopo il rialzo della leva J la gemma rossa resti spenta (irregolarità di

qualche trappola-serie) oppure quando, dopo il rialzo della leva K, s'illumina la gemma verde (irregolarità di qualche trappola-parallela).

Il rialzo a turno delle leve A B C, in tal caso, denuncia mediante le gemme stesse, la catena o le catene irregolari e facilita quindi la ricerca di qualche



sportello, cassetto, finestra, ecc. non chiusi a dovere. Naturalmente l'utente sarà fornito di un breve elenco ove viene indicata la distribuzione delle trappole nelle diverse catene. Qualora la ricerca della irregolarità non desse risultato, l'utente potrebbe lasciare alzata quella o quelle leve necessarie a riportare l'informazione nel linguaggio giusto, cioè gemma rossa accesa e gemma verde spenta. In tal modo, in attesa della riparazione della trappola difettosa, l'impianto conserva la sua funzionalità, limitatamente al numero delle trappole rimaste attive. Quindi la pressione dei pulsanti della combinazione variabile può avvenire con qualsiasi posizione delle leve A B C purché la precedente informazione delle gemme risulti esatta. La leva R si userà raramente, solo per ottenere la ricarica dell'accumulatore con riprese

non superiori a 30 minuti ciascuna; ciò per evitare la rimozione della batteria e lo svitaggio dei tappi.

Dall'esame dello schema di figura 14 si può constatare quanto avviene elettricamente nelle diverse fasi della manovra di comando. L'alzata della leva J apre i contatti inferiori del relativo commutatore, per interrompere la linea delle luci di soccorso e per mettere a riposo il relativo relais in corrente alternata. I contatti superiori, chiudendosi, fanno eccitare i relais della serie e attivano l'alimentatore, insieme ai dispositivi di cambio automatico delle sorgenti.

Il relais della serie che trovasi nel centralino contiene gli interruttori delle gemme rosse; in presenza della tensione rete s'illumina quella a gas, in assenza quella a bassa tensione. Per questa prestazione viene utilizzata la commutazione fornita dal relais di carica nelle sue alternanze di azioni e di riposo. Se le trappole-serie non si trovano tutte in posizione di chiusura, i relais non si eccitano e quindi la gemma rossa resta spenta. La successiva pressione dei pulsanti T1 e T2 convoglia il negativo nella scatola-guida, obbligando i tamburi dei relais stabili ad eseguire uno scatto; i relativi contatti preparano le tensioni sugli allarmi autonomi e forniscono la tensione di accensione alle spie bianche del centralino. Nulla vieta la ripetizione delle pressioni qualora le spie bianche non forniscono, con la loro accensione, l'informazione dell'avvenuto scatto. I pulsanti T1 e T2 comandano ciascuno un doppio interruttore del tipo instabile. Se vengono premuti in tempi diversi, il primo interruttore manda l'impulso al relais della scatola-guida, mentre il secondo resta privo di funzionalità. Se invece si premono nello stesso tempo si ottiene la prestazione ausiliaria di convogliare il negativo sulla bobina del relais d'uscita. La diversità nel modo di effettuare le due pressioni fornisce i due casi richiesti per la vigilanza interna e per quella esterna. Si è così eliminato il pulsante di uscita, rendendo completa la reversibilità della manovra. Quando viene sollevata la leva K, i contatti inferiori isolano dal negativo la bobina del relais parallelo; isolano inoltre i pulsanti T1 e T2 e la

tensione dalla scatola-guida; si rispengono quindi le gemme bianche. I contatti superiori forniscono al tampone la stessa fase alternata delle luci di allarme, fase che avrebbe evidentemente disturbato, in posizione di riposo l'uso delle stesse luci per esigenze di illuminazione. Gli stessi contatti superiori inseriscono inoltre la gemma verde sulla bobina del relais parallelo. Siccome su questa bobina si trovano collegate anche le catene parallele, (vedi figura 11) se qualche trappola parallela fosse in corto, convoglierebbe il negativo sulla gemma, illuminandola. Il relais parallelo invece resterebbe inerte perché ancora privo di positivo; si ottiene così il compimento automatico di una spedita operazione di controllo. La iniezione finale del positivo, fornita dalla pressione dei tasti della combinazione variabile, completa la posizione di vigilanza. L'eventuale rimozione delle leve A B C, da operarsi solo in caso di trappole irregolari denunciate dall'operazione di controllo, oltre ad escludere o includere le relative catene, alterna il positivo o il negativo sui condensatori in dotazione nel dispositivo di sezionamento. Ciò provoca impulsi negativi sulla bobina del relais parallelo, impulsi che restano sterili prima dell'iniezione, ma funzionali dopo l'iniezione stessa (ricordiamo che l'iniezione è data dalla pressione dei tasti della combinazione variabile). Quindi la posizione di vigilanza si presenta sul quadro sempre con le leve J e K alzate, mentre le leve A B C possono restare in qualsiasi posizione, a seconda della necessità. Se tutte le trappole sono in regola, le leve A B C restano abbassate; la eventuale persistenza di guasto in qualche trappola, avrà obbligato l'utente ad escludere la corrispondente catena, e quindi la rispettiva leva resterà alzata anche durante la posizione di vigilanza.

La manovra di annullamento ha inizio a cominciare dai tasti della combinazione segreta, e la sua esattezza è volutamente priva di informazione; l'utente deve dunque ricordare con precisione il numero-chiave adottato perché, se sbaglia, innescano gli allarmi e sarà difficile fermarli prima che agisca il dispositivo di blocco. L'informazione è doppiamente evitata dall'insieme dei contatti d'iniezione e dai con-

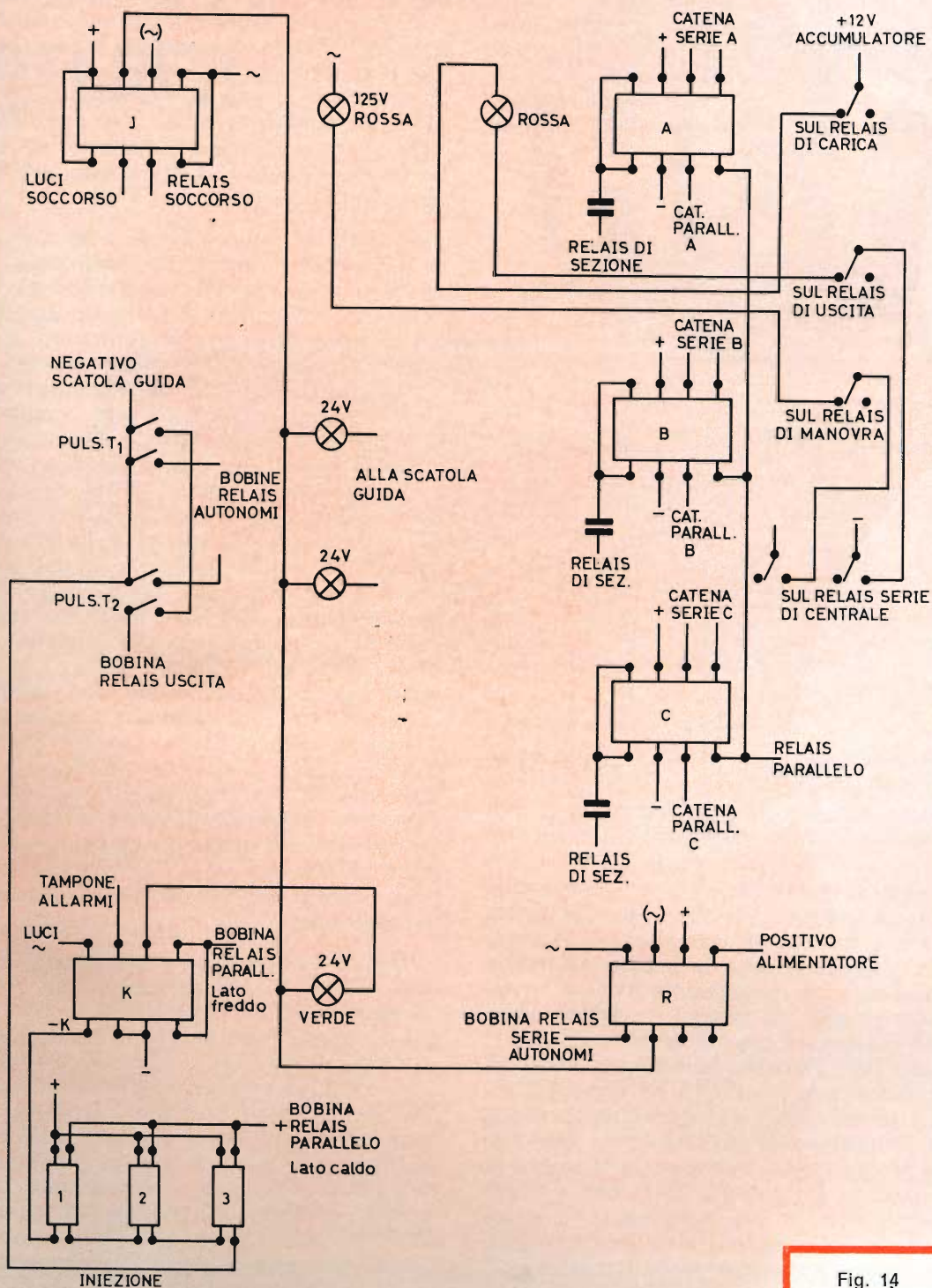


Fig. 14

tatti inferiori del commutatore K. Se così non fosse, un ladro che la « sapesse lunga », e che potesse raggiungere il centralino senza alterare la posizione di qualche trappola, potrebbe procurarsi l'informazione di annullamento tenendo premuto uno dei pulsanti T1 T2 e provando contemporaneamente le combinazioni fino ad

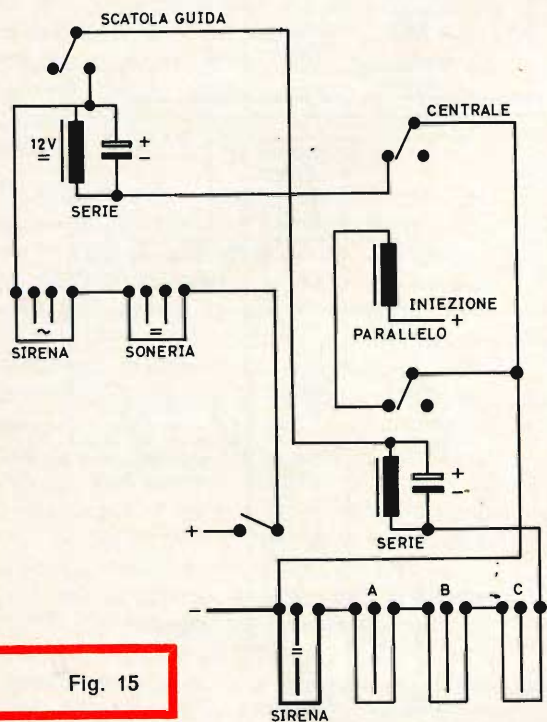


Fig. 15

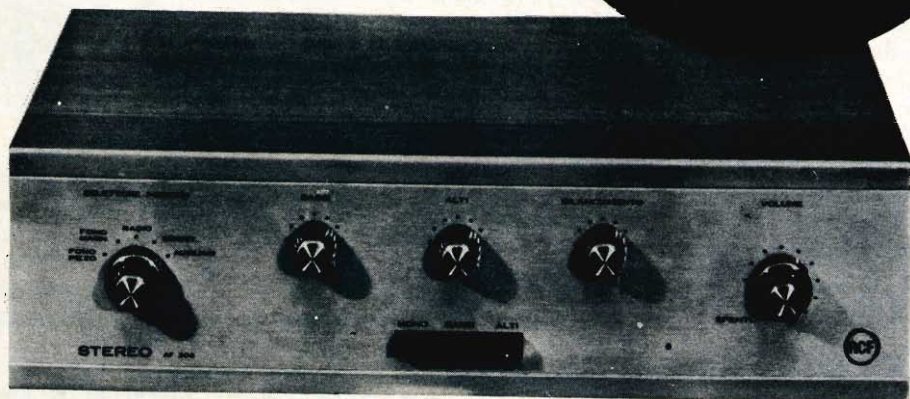
ottenere l'illuminazione di una gemma bianca. La leva K frustra questa possibilità perché, qualora venisse rimossa, il negativo raggiungerebbe la bobina del relais parallelo, con conseguente innesto immediato di tutti gli allarmi. L'utente invece può abbassare tranquillamente la leva K dopo aver premuto l'iniezione secondo la combinazione a lui nota. Le gemme bianche tornano così ad illuminarsi fornendo l'informazione di annullamento degli allarmi autonomi mediante la successiva pressione dei pulsanti T2 T1 che avranno riacquisito la loro funzionalità. Il rialzo della leva J completa la reversibilità della manovra di annullamento permettendo il ritorno a riposo dei relais della serie e dell'alimentatore; ripristinando inoltre la attività del dispositivo automatico relati-

vo alle luci di soccorso. Per il ladro la rimozione della leva J è invece rigorosamente vietata perché interrompe il circuito di serie quando il relais parallelo è ancora fornito di positivo, cioè prima che esso gli venga tolto dai tasti dell'iniezione. Anche le leve A B C sono proibite al ladro, perché in qualunque posizione esse si trovino, la loro rimozione genera un impulso negativo sulla bobina del relais parallelo.

Eguale intoccabile è la leva R di ricarica perché interrompe anch'essa l'eccitazione del relais di serie durante la posizione di vigilanza. Se il ladro aprisse lo sportello interno del centralino, per procurarsi l'accesso alle apparecchiature, sposterebbe l'apposita trappola. Nel migliore dei casi, operando una completa devastazione del centralino, si potrebbe ottenere la sola paralisi degli allarmi locali mentre quelli autonomi innescherebbero con sorgenti proprie. L'eventuale taglio delle linee essenziali è vietato dai conduttori del circuito-serie il cui percorso è schematizzato nella figura 15. Si noti come il circuito-serie risulti composto da due rami, quello positivo e quello negativo, mentre i due relais di serie assumono eccitazioni con bobine in parallelo tra loro. Questo accorgimento è adottato allo scopo di rendere dipendenti tra loro le prestazioni dei due relais, pur evitando il collegamento in serie delle bobine, cosa notoriamente irrazionale su linee lunghe. Il ramo negativo protegge le catene e la sirena in corrente continua; quello positivo protegge gli allarmi autonomi.

Quando J convoglia il positivo sulla bobina del relais-serie collocato nella scatola-guida, questo si eccita e i contatti del suo castelletto servono l'eccitazione all'altro relais-serie collocato in centrale. La successiva iniezione del positivo sulla bobina del relais parallelo completa la posizione di vigilanza. Dopo ciò, i tre relais (due di serie e uno di parallelo) forniscono prestazioni interallacciate, sia quando avviene l'eccitazione di quello parallelo, sia quando avviene il ritorno a riposo di uno qualsiasi dei due della serie. Infatti, l'eccitazione del parallelo risolve la continuità del negativo verso la scatola-guida, il cui relais-serie, tor-

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

nando a riposo, toglie il positivo al relais serie di centrale. Se invece viene tagliato il ramo negativo o quello positivo, la diseccitazione del relais-serie di centrale porta il negativo sul relais-parallelo, facendolo eccitare. Nei tre casi si ha dunque una sicura posizione di gancio del relais-parallelo e una conseguente stabile posizione di riposo dei due relais di serie.

La impossibilità di annullamento da parte di estranei viene così assicurata dalla intoccabilità dei comandi e delle linee. Non mette conto di parlare della eventuale protezione di altre linee mediante lo stesso sistema (tensione rete, linea accumulatore, ecc.) perché esse vengono di proposito lasciate indifese in quanto il loro taglio fornisce l'evidente arricchimento di altre trappole fittizie che renderebbero attivi almeno gli allarmi autonomi. Sarà cura dell'installatore, nella stesura delle linee protette di, non assegnare ai conduttori sempre la medesima disposizione, ma variarla in modo da rendere non riconoscibile il circuito protettivo da quello protetto.

OSSERVAZIONI

A questo punto, dopo aver considerato separatamente i diversi dispositivi costituenti la intera installazione, possiamo accingerci ad esaminare lo schema generale come risultante della loro coordinazione.

Anzitutto è da osservare come si sia giunti alla realizzazione di un complesso a prevalenza elettrica, avendo ridotto al minimo le sezioni meccaniche o elettroniche; queste ultime sono infatti limitate ai soli due ritardatori di blocco e d'ingresso, i quali non procurano alcun decremento al fattore di sicurezza. Ne consegue invece una grande stabilità di tutto l'impianto e la tranquilla possibilità di lungo uso senza inconvenienti. Da notare ancora la completa eliminazione dei comandi esterni, senza l'imposizione di orologi con ore fisse di scatto, né chiavi speciali o altri congegni per impulsi a distanza. L'utente può uscire o rientrare a piacere in qualsiasi momento, senza portare con sé alcuna chiave, Jach o altro attrezzo. Notevole importanza assume inoltre la possibilità tecnica ed economica di estendere la protezione, con un solo

centralino, in un grande numero di ambienti, conservando quindi all'insieme una manovra unica e facile. L'utente potrà anche disporre la difesa interna, trattandosi nei locali protetti anche durante la posizione di vigilanza. Le prestazioni ausiliarie nella difesa diurna (trappole diurne, pulsanti antirapina e luci di soccorso) completano il quadro generale di una razionale comoda funzionalità. Il centralino non ha bisogno di armadio blindato e il suo quadro di manovra può essere esposto senza pericoli.

Il fattore di sicurezza è spinto al più alto livello del cambio automatico delle sorgenti, dalla combinazione variabile e dagli allarmi autonomi la cui azione persiste anche quando viene asportata la batteria o la sirena locale subito dopo l'innescio degli allarmi.

Il consumo è ridotto quasi a zero e la richiesta di manutenzione è pressoché nulla. Speciale cura è stata rivolta alla realizzazione pratica del dispositivo più adatto per il cambio automatico delle sorgenti, evitando il cattivo sistema della batteria-tampone.

L'accumulatore, come si è visto, trovasi in costante riposo e viene inserito automaticamente soltanto in caso di assenza della tensione rete. È solo questa dunque ad erogare i pochi millampère necessari alla posizione di vigilanza. Il grado di praticità viene arricchito da uno spedito controllo delle trappole e dalla facile possibilità di un sezionamento stabile delle catene che le contengono, sezionamento rigorosamente protetto da dispositivo di sicurezza. È da notare infine la stretta aderenza alle disposizioni di Legge che vietano e sanzionano severamente l'uso di oscillatori, radar, antenne emittenti, tensioni eccessive e rumori prolungati.

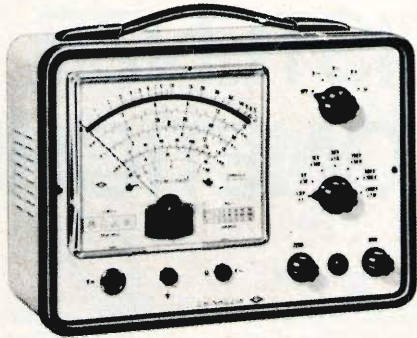
Nel caso di speciali esigenze, è intuibile come possano essere inseriti nell'impianto, senza complicazioni apprezzabili, altri elementi di difesa ausiliaria. Particolare utilità presenterebbe ancora la moderna possibilità di aggiungere un apparecchio compositore automatico di numeri telefonici, per segnalare, anche a grande distanza nel domicilio dell'utente l'avvento di un allarme.



NUOVO VTVM 1001

presenta:

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



Provavalvole e provatransistori 891



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 cottello; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.

STRUMENTO Cl. 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 1 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 SQ « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.

CONSTRUZIONE 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

SCATOLA in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 285 x 100. Peso g 4650.

STRUMENTO Cl. 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.

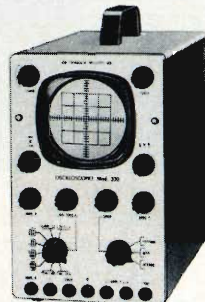
TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata da 1 V pp.

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.

CONSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.



IMPIEGO DELLE RESISTENZE MAGNETICHE

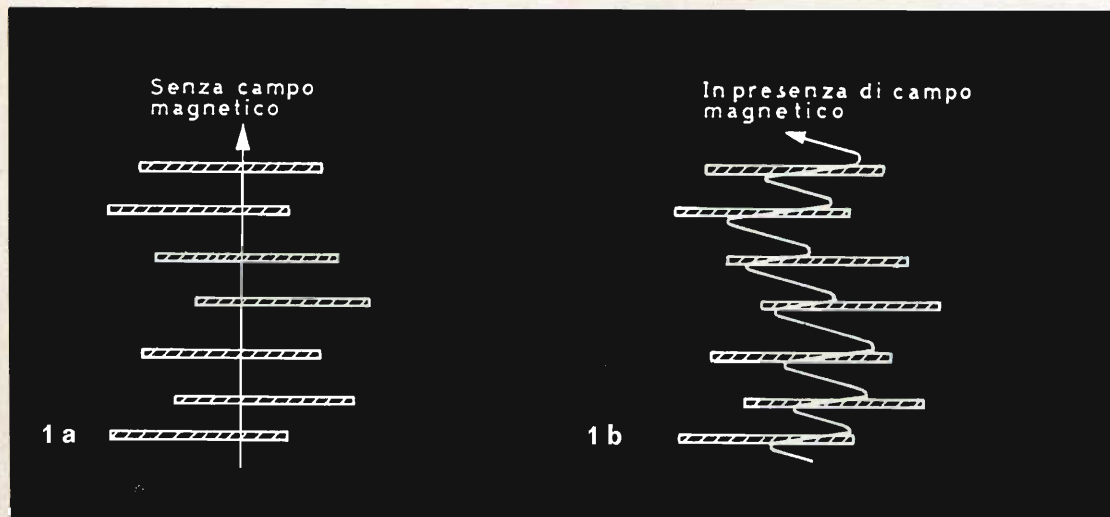
Sotto la denominazione di: MISTOR, elementi MDR, FELDPLATTEN (FP), recentemente sono stati divulgati nuovi semiconduttori che definiamo « Resistenze magnetiche » data la loro specifica proprietà di aumentare la loro resistenza elettrica in funzione del campo magnetico in cui vengono sottoposte.

Il fenomeno della variazione di resistenza può essere schematizzato come in fig. 1a - 1b.

La fig. N° 1a mostra l'andamento rettilineo dei portatori di carica attraverso i

Il maggior percorso degli elettroni della fig. 1b si manifesta come una maggiore resistenza ohmica.

Le variazioni della resistenza che possono raggiungere un rapporto sino a 18



vari strati che compongono l'elemento, a base di indio-antimonio o nichel-antimonio, mentre la fig. 1b come varia il percorso stesso quando l'elemento viene posto in presenza di un campo magnetico.

volte la nominale, con intensità di campo di 10 K Gauss, è illustrato per i diversi materiali di cui sono costruite le magnetoresistenze, in funzione della intensità del campo; vedere fig. 2.

Le resistenze magnetiche vengono realizzate dalla Siemens & Halske sotto forma di piccole piastrine corredate di due terminali come illustrato dalla figura 3 estratta dal catalogo generale G.B.C.

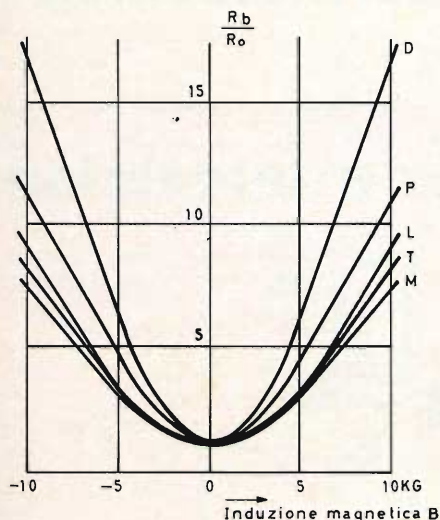


Fig. 2 - Rapporto delle Resistenze R_b/R_o in dipendenza della Induzione magnetica B per i vari materiali semiconduttori.

R_o = resistenza nominale senza campo magnetico
 R_b = resistenza in presenza di campo magnetico.

Come impiego generale si prestano per misure di campi magnetici, per rivelazione di comandi e segnalazioni senza contatti



Fig. 3 - Resistori magnetici MDR N. G.B.C. DF/0600-00-DF/0610-00.

e qui di seguito illustriamo schematicamente una realizzazione adatta per un rivelatore di piccoli spostamenti, vedi Fig. 4.

È stato realizzato un ponte composto da due magnetoresistenze e due resistenze normali, il ponte viene alimentato agli estremi da una tensione e data la eguale suddivisione della corrente nei due rami,

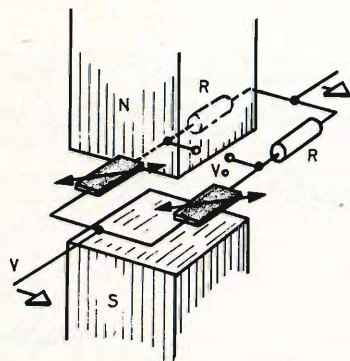


Fig. 4 - Principio costruttivo del rivelatore di spostamento con 2 magnetoresistenze tipo FP 28 D 470 in circuito a ponte.

nel centro del ponte non si presenterà alcuna differenza di potenziale.

Sottoposto il ponte ad un campo magnetico, se le due resistenze magnetiche abbracceranno lo stesso flusso avremo ancora tensione zero fra i punti centrali del ponte, mentre uno spostamento del ponte stesso lungo il traferro provocherà una variazione del valore resistivo delle magnetoresistenze e potremo ricavare una certa tensione V_o funzione dello spostamento stesso.

Il grafico di fig. 5a indica le curve di sensibilità di un ponte a Fig. 5b con due magnetoresistenze, immerso in un traferro di 1 mm e con una intensità di campo di 7000 Gauss, larghezza delle espansioni polari di 10 mm. Sulla ascissa sono riportati i mm di spostamento e sull'ordinata il rapporto fra tensione al centro del ponte e tensione di alimentazione del ponte stesso.

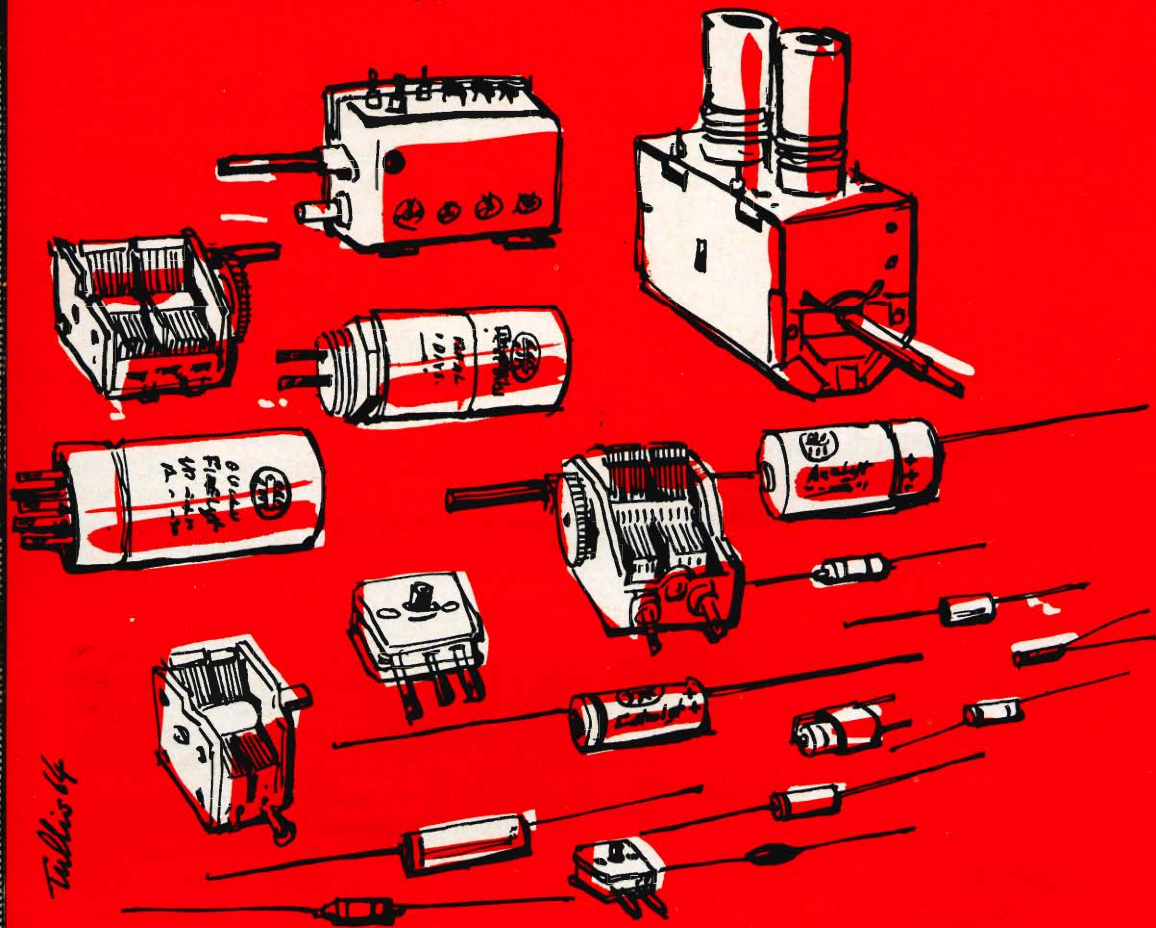
La curva I è riferita ad una distanza delle due magnetoresistenze $a = 8,2$ mm e come risulta dal grafico per spostamenti di un mm si ottiene la massima sensibilità nel rapporto di 0,3; la curva II per distanza delle magnetoresistenze di 12,4 mm, in questo caso esse giacciono già nel campo magnetico disperso e minore sarà la sensibilità.

sf

C.S.F. COMPONENTI ITALIA

DUCATI ELETTECENICA

componenti per radio e televisione



DUCATI elettrotecnica MICROFARAD



Nella realizzazione pratica del circuito dovranno essere prese in considerazione vari fattori e precisamente:

- stabilizzazione della tensione di alimentazione del ponte;

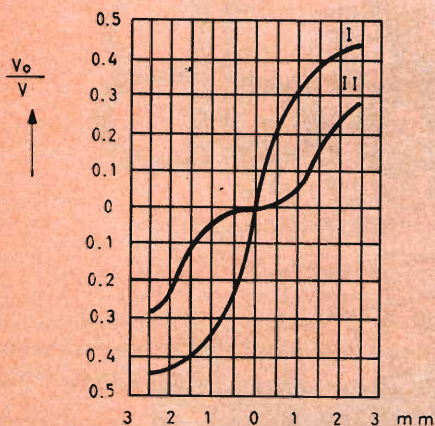


Fig. 5a

V = tensione di alimentazione del ponte
 V_o = tensione al centro del ponte.

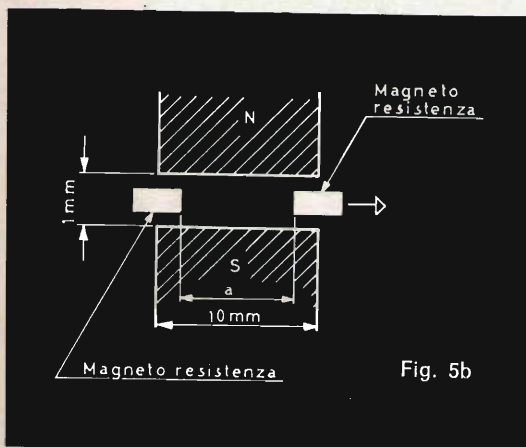


Fig. 5b

- la massima dissipazione ammissibile dalle magnetoresistenze secondo i dati tabellari;
- correzione delle variazioni di sensibilità delle magnetoresistenze provocate dalle variazioni della temperatura ambiente.



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

Pizza 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

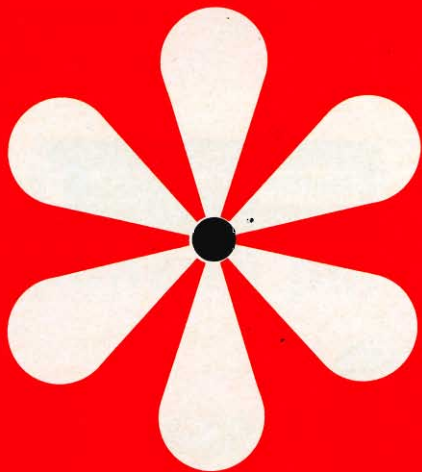
Via Cambiatori, 2/1 - Tel. 44.358

ROMA

Recapito Tel. 374.057

80133 NAPOLI

P.zza Borsa, 22 - Tel. 310.726/643.075



46 dB

secondo norme Din 45544



giradischi **THORENS** TD 150

Un nuovo rivoluzionario sistema di sospensioni, un piccolissimo motore a bassa velocità, una speciale cinghietta elastica per il trascinarsi del piatto: l'impiego di queste nuove tecniche e la tradizionale precisione della produzione Thorens hanno portato il livello di rumore del giradischi semiprofessionale TD 150 ad un valore (*) così basso da rappresentare un nuovo standard di qualità.



Vendita e assistenza in Italia

• SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

LA COLORIMETRIA E LA TV A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

Si riassumono brevemente le regole principali della colorimetria. Si accenna ai fenomeni della mescolazione additiva e sottrattiva con riferimento all'impiego nella televisione a colori.

La banda delle radiazioni elettromagnetiche percepite dall'occhio come luce si estende tra la frequenza di $7,8 \times 10^{14}$ Hz e la frequenza di $3,82 \times 10^{14}$ Hz. Gli estremi di questa banda corrispondono in lunghezza d'onda ai valori di $\lambda = 380 \dots 780$ nm (1 nanometro = $1 \mu\mu = 10^{-9}$ m) (fig. 1).

Le radiazioni elettromagnetiche che si trovano al di là di questi limiti non sono



Fig. 1 - Spettro delle onde elettromagnetiche.

percepite dall'occhio umano né come colori né come impressioni di luce (fig. 2). Se si scompone mediante un prisma la « bianca » luce del sole otterremo una sequenza di colori, chiamati colori puri dello spettro solare. Questi colori sono osservabili anche negli spettri dei gas o dei solidi resi incandescenti.

Se si mescolano tra di loro i colori spettrali violetto e rosso si ottiene un

colore che non compare nello spettro del sole. Questo colore viene chiamato porpora (o magenta). Questo colore non compare nello spettro per il semplice fatto che esso è ottenuto per mescolazione di due colori che si trovano alle due estremità dello spettro (fig. 1).

Dal C.I.E. (Commissione internazionale di Illuminazione) vennero scelti come colori **primari** i seguenti colori:



Fig. 2 - Banda dello spettro delle onde elettromagnetiche percepita dalla retina come colori.

blù dello spettro con $\lambda = 435,8$ nm
rosso dello spettro con $\lambda = 700$ nm
verde dello spettro con $\lambda = 546,1$ nm

Percezione dei colori

Le radiazioni magnetiche che attraverso l'eccitazione diretta della retina producono una percezione di colore vengono chiamate **stimoli di colore** (fig. 3).

Questi stimoli di colore eccitando i **bastoncini** della retina producono la **percezione della luminosità** mentre eccitando i **coni** producono la **percezione del tono di colore (tinta) e della sua saturazione**.

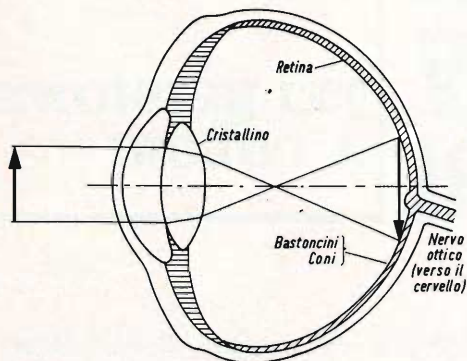


Fig. 3 - L'occhio umano.

Nella percezione del colore, l'occhio umano distingue quindi:

- la luminosità o brillantezza,
- il tono del colore o tinta
- la saturazione del tono del colore.

Luminosità, tono di colore e saturazione sono quindi in grado di « descrivere » in maniera completa una determinata impressione di colore. Il tono di colore e la saturazione « descrivono » invece solo la **cromaticità** di un dato colore.

L'intensità della percezione luminosa di un dato colore viene « descritta » con la parola « brillantezza » che è quindi un fenomeno soggettivo mentre la misura **oggettiva** della brillantezza viene meglio « descritta » con la parola « luminosità ».

Il concetto di luminosità apparirà abbastanza chiaro proiettando su uno schermo una diapositiva a colori e illuminandola **prima** con una lampada da 100 W e **successivamente** con una lampada da 500 W. La differente impressione di brillantezza che si ha sarà direttamente legata in questo caso alla **sola** differenza di luminosità della scena, restando immutati nei due casi gli altri due parametri caratteristici di un colore, e cioè il tono di colore e la sua saturazione.

Nonostante ciò, con la diminuzione della luminosità si potrà constatare come i colori verde-giallo della scena appariranno **verde-oliva** e i colori arancione-giallo appariranno **ocra**. **Ad ogni modo resta fisso il concetto che il tono di colore rimane legato alla lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica (λ) mentre il grado di saturazione rimane legato alla intensità della percezione del tono di un dato colore.**

Colori saturi sono, per esempio, quelli dello spettro del sole i quali non possono contenere **per loro natura** nessuna componente di luce bianca. In natura difficilmente si trovano siffatti colori. La maggior parte dei colori che ci circondano sono quindi colori **non saturi**, i quali si può immaginare che siano derivati dai colori saturi previa aggiunta di una certa

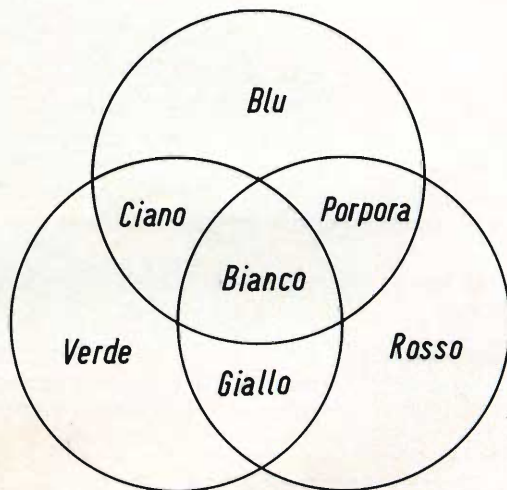


Fig. 4 - Esempio di mescolazione additiva. I cerchi indicano sorgenti di luce proiettate su uno schermo bianco.

quantità di luce bianca. Se la saturazione del rosso viene ridotta mediante aggiunta di una certa quantità di luce bianca, avremo il **rosa** che può considerarsi un rosso **desaturato**. Aggiungendo ancora della luce bianca, il rosso primitivo diventerà sempre più pallido, fino a diventare bianco. In tutto questo processo di **desaturazione** il tono del rosso e in genere di qualsiasi altro colore non viene minimamente alterato. Mescolando quindi ai co-

lori puri dello spettro una maggiore o minore quantità di luce bianca potremo ottenere varie gradazioni di saturazione di questi colori.

Curve di mescolazione dei colori

La teoria tricromica afferma che mescolando e variando le intensità luminose dei tre colori primari scelti è possibile ottenere quasi tutti i colori degli oggetti che ci circondano (fig. 4). Per la riproduzione sullo schermo di un cinescopio di una immagine a colori è necessario che gli stimoli di colore prima menzionati vengano « sostituiti » da una opportuna mescolazione additiva degli stimoli di colore dei tre soli colori primari scelti, e cioè del rosso primario, del verde primario e del blu primario (fig. 5). La scelta di questi primari è legata alla condizione che non sia possibile ottenere uno qualsiasi di essi attraverso la mescolazione additiva dei due rimanenti. Per riprodurre con que-

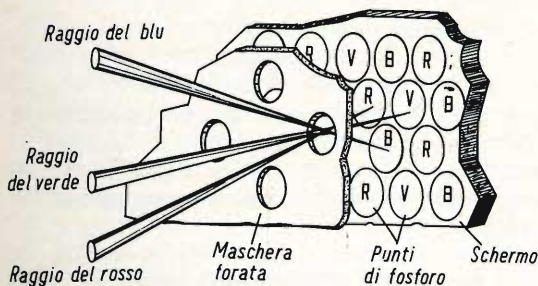


Fig. 5 - Principio di funzionamento del cinescopio a maschera.

sti tre colori primari l'impressione del bianco è necessario che nella mescolazione additiva di queste tre sorgenti, le rispettive intensità luminose siano in ben determinato rapporto tra di loro.

Se si confrontano tra di loro le impressioni soggettive di luminanza dei vari colori dello spettro supponendo che questi vengano irradiati con lo stesso contenuto di energia, si otterrà una curva di risposta come quella indicata in fig. 6 e che comunemente viene chiamata « cur-

va di sensibilità » dell'occhio umano. Da questa curva si ricava che l'occhio ha una massima sensibilità in corrispondenza della lunghezza d'onda di 555 nm corrispondente ad un verde-giallognolo. Oltre le lunghezze d'onda di 380 nm e 780 nm l'occhio non percepisce alcuna sensazione né di colore né di luminosità.

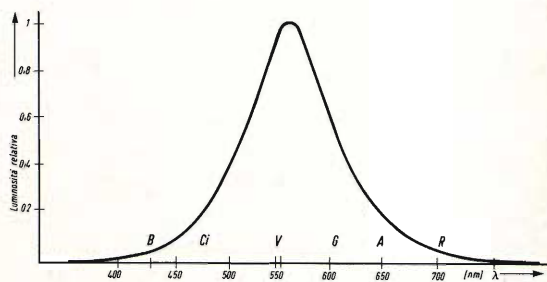


Fig. 6 - Curva di sensibilità relativa dell'occhio.

Per la riproduzione di un dato colore mediante mescolazione additiva, occorre scomporre questo colore nelle componenti di colore primario r, v, b e successivamente mediante un **colorimetro** calcolare le intensità luminose di queste tre componenti primarie necessarie per la riproduzione del colore di partenza. I simboli che rappresentano i colori primari portano una lineetta per indicare che nel colorimetro prima di procedere alla riproduzione del colore dato si era provveduto a **tarare** le sorgenti primarie r, v, b per un bianco di **uguale energia**. Nel bianco di uguale energia, tutte le componenti spettrali figurano con lo stesso contenuto di energia (fig. 7).

Con il sistema di riproduzione dei colori mediante il colorimetro, il C.I.E. ha standardizzato le cosiddette **curve di mescolazione dei colori** ricavata sperimentalmente in base alle osservazioni di un gran numero di osservatori dalla vista normale. Queste curve ci dicono con quali intensità luminose (in ordinate) le tre sorgenti primarie scelte riescono a riprodurre mediante mescolazione additiva le impressioni di colore che si hanno normalmente osservando lo spettro della luce

del sole. Sulle ascisse di fig. 8 sono indicate le lunghezze d'onda dello spettro solare che nel nostro caso sarebbero i colori che si vogliono riprodurre. Le componenti negative della curva del primario r, indicano che i colori spettrali compresi tra 450 e 550 nm non sono perfettamente riproducibili con il sistema del colorime-

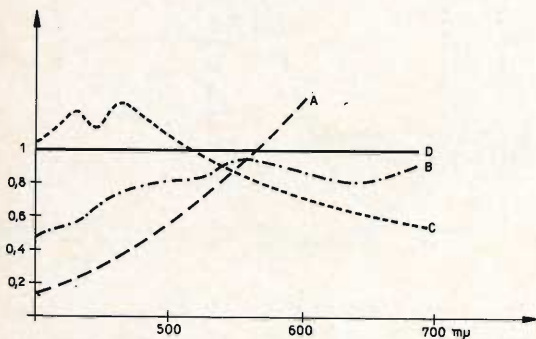


Fig. 7 - Il « bianco » con uguale energia (retta D). Le altre curve si riferiscono a sorgenti reali.

tro e delle tre sorgenti primarie scelte r, v e b.

Le curve di mescolazione impiegate in televisione si discostano leggermente da quelle di fig. 8. Ciò è dovuto al fatto che, a causa della più bassa sensibilità che l'occhio umano ha nella banda del rosso e del blu occorrerebbe una maggior quantità di energia per produrre la stessa impressione di luminosità prodotta dai colori al centro della banda. I nuovi primari usati avranno quindi le seguenti lunghezze d'onda:

Rosso : $\lambda = 610 \text{ nm}$

Verde : $\lambda = 535 \text{ nm}$

Blu : $\lambda = 470 \text{ nm}$

Inoltre, per gli impieghi pratici sono più adatte le curve di mescolazione del sistema X—Y—Z. Questo sistema però non è basato su colori primari **reali** ma sui cosiddetti colori primari **immaginari** o fittizi i quali fisicamente non sono riproducibili.

In questa nuova presentazione, la luminosità viene « legata » solo ad uno dei tre primari fittizi e cioè ad Y e presenta un andamento identico a quello della curva di sensibilità dell'occhio umano.

Le componenti di colore aventi lo stesso valore di luminosità vengono indicate anche in questo caso con X, Y e Z.

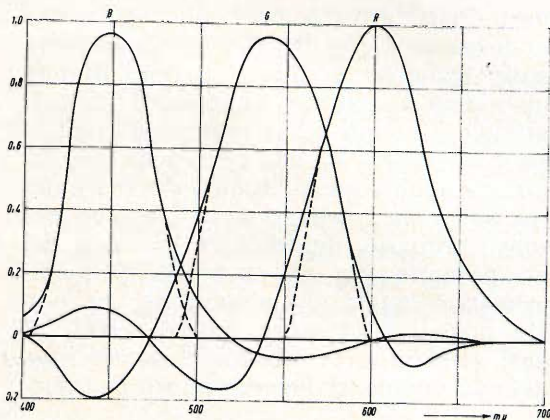


Fig. 8 - Curve di mescolazione dei colori.

Il triangolo del colore

Se le componenti di colore X, Y e Z vengono **normalizzate**, e cioè se ciascuna componente di colore viene divisa per la somma di tutte e tre le componenti di colore X, Y e Z, si otterrà come somma il valore 1.

L'equazione delle componenti di colore normalizzate sarà pertanto:

$$x + y + z = 1$$

Nella divisione con $x + y + z$, la luminanza viene riferita ad un valore fisso. Le coordinate di colore risulteranno allora indipendenti dalla luminanza.

Siccome z può essere sempre ricavata dalle due altre coordinate (infatti $z = 1 - x - y$) per la determinazione di qualsiasi **luogo di colore** saranno sufficienti le coordinate x e y e si potrà quindi fare a meno della terza coordinata (z). Pertanto, tutti i colori ottenibili con i tre primari potranno essere rappresentati in un piano mediante un sistema di coordinate x—y e delimiteranno una superficie

a « ferro di cavallo » nella quale lungo la curva si troveranno i colori dello spettro solare mentre lungo la retta di chiusura si troveranno i colori porpora. Tale superficie viene anche chiamata il « triangolo del colore » (fig. 9).

Il passaggio dalla rappresentazione del fenomeno della mescolazione additiva delle tre sorgenti primarie mediante **tre** coordinate (rappresentazione nello spazio) alla rappresentazione dello stesso fenomeno mediante **due** coordinate e quindi in un piano, implica anche il passaggio dal concetto di colore (luminanza + tono di colore + saturazione) al concetto del solo colore (tono di colore + saturazione). Ogni coppia di valori delle coordinate x e y individuerà quindi un certo **luogo di colore** al quale corrisponderà un ben determinato tono di colore. **Il punto senza colore** si troverà nel baricentro del triangolo del colore e avrà le coordinate $x = 0,33$ e $y = 0,33$. Sul contorno del triangolo del colore si trovano i colori saturi ottenibili per mescolazione dei due rispettivi colori primari (fig. 9).

Il colore ottenibile per mescolazione additiva di due primari può essere individuato applicando la regola del fulcro della meccanica. Per far ciò si immagina di appendere agli estremi dove si trovano il rosso e il verde o il verde e il blu dei pesi corrispondenti alle unità di eccitazione di questi colori. Il punto di equilibrio di questi pesi individuerà il luogo del tono di colore ottenuto per mescolazione. Nel caso di mescolazione dei tre colori tali « pesi » dovrebbero figurare ai vertici del triangolo del colore. Il **baricentro** della superficie del triangolo individuerà in questo caso il punto corrispondente al colore **non saturo** ottenuto per mescolazione. I colori non saturi si troveranno pertanto all'interno della superficie del triangolo e potranno essere ottenuti soltanto per mescolazione additiva dei tre primari R, V e B.

I colori che può dare un cinescopio tricromatico sono quelli che si trovano all'interno del triangolo R V B tracciato all'interno della superficie a ferro di cavallo. Sono indicati anche i colori ottenibili con le tecniche di riproduzione dei colori usate nella stampa e nella fotografia. Si vede

come le due superfici abbiano più o meno la stessa estensione (fig. 9).

Siccome lungo la « retta » dei colori porpora non si trova nessun colore di quelli che figurano nello spettro solare si è convenuto di assegnare a questi nuovi colori, lunghezze d'onda **negative**. Il valore specifico di questa lunghezza d'onda

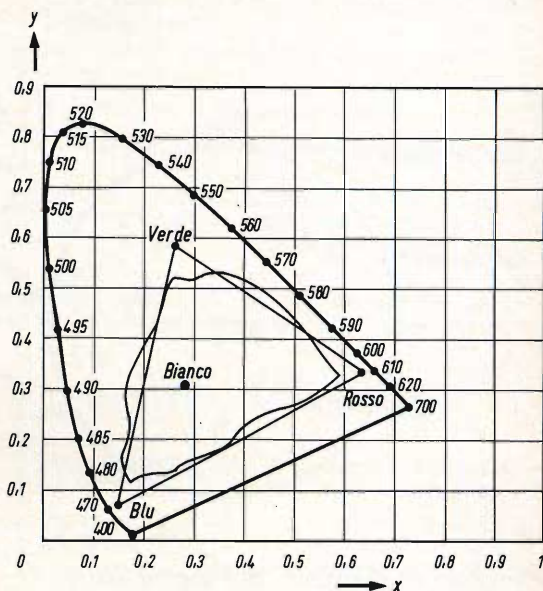


Fig. 9 - Il triangolo del colore.

con segno negativo assegnata a questi colori si valuta tirando una retta dal colore in questione e facendola passare per il punto del bianco: il prolungamento di questa retta oltre il punto del bianco e la sua intersezione sulla retta a ferro di cavallo individuerà il valore di lunghezza d'onda (di segno negativo) da assegnare al colore che si trova lungo la retta dei porpora.

Il punto del bianco è determinato dal punto di intersezione di due rette corrispondenti a due coppie di colori complementari. I colori complementari sono i seguenti:

Rosso - Ciano

Verde - Porpora

Blu - Giallo.

Naturalmente queste sono le coppie più note poiché in teoria le coppie dei colori complementari sono infinite.

Il tono di colore marrone non esiste come lunghezza d'onda. Come tale viene giudicato dall'occhio il colore giallo-scuro o arancione scuro quando vengono messi vicino ad un colore brillante.

Nella fig. 10 il triangolo del colore viene presentato, per soddisfare le esigenze pratiche, sotto forma di un cerchio. Il

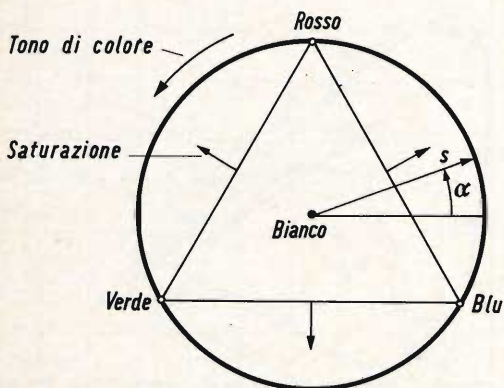


Fig. 10 - Trasformazione del triangolo del colore nel cerchio del colore.

punto di origine del sistema di coordinate tracciato su questo cerchio corrisponde al punto del bianco del triangolo del colore. Partendo dall'origine delle coordinate la saturazione tende quindi ad aumentare. Il tono del colore è determinato dall'angolo che un raggio vettore forma rispetto ad un asse del sistema di coordinate preso come riferimento. La maggiore o minore lunghezza di questo raggio vettore indicherà pertanto la maggiore o minore saturazione di un dato tono di colore. Se si dovesse indicare in questa rappresentazione vettoriale anche la terza caratteristica di un dato colore e cioè la luminanza, essa potrebbe essere convenientemente rappresentato mediante una retta z uscente dal punto di origine del sistema di coordinate e perpendicolare alla superficie del foglio. Nel punto di origine di questo sistema di coordinate x , y e z , il valore della luminanza sarà zero e avrà valori crescenti via via che salirà lungo l'asse z .

La luce bianca

La luce bianca si può ottenere per mescolazione additiva delle luci colorate rosso, verde e blu dello spettro. Le coppie di colori che danno parimenti l'impressione di luce bianca vengono chiamate coppie di colori **complementari**. Così, per esempio, una sorgente di luce blu ed una sorgente di luce gialla in un determinato rapporto di intensità luminosa, danno all'occhio la percezione del bianco. **L'impressione di luce bianca che noi abbiamo osservando lo schermo di un cinescopio in bianco e nero è data dalla mescolazione additiva di minuscole sorgenti di luce gialla e blu quali appunto sono i grani dei « fosfori » impiegati per formare questi schermi. Per ottenere questa stessa impressione di bianco, vengono impiegati sullo schermo di un cinescopio a colori tre minuscoli puntini di fosforo emittenti luci di colore rispettivamente rosso, verde e blu.**

Il nero

La sensazione del nero si ha quando si verifica la mancanza di luce di tutte le lunghezze d'onda oppure quando tutte le lunghezze d'onda vengono assorbite da un dato oggetto. Anche una superficie grigia circondata da una superficie molto luminosa viene giudicata nera dall'occhio.

Mescolazione sottrattiva - mescolazione di pigmenti colorati

Un oggetto colorato ci appare come tale per il fatto che colpito da una luce bianca esso riflette la lunghezza d'onda corrispondente al suo colore e assorbe tutte le altre lunghezze d'onda. Se un oggetto rosso viene illuminato con luce bianca esso apparirà rosso come pure apparirà rosso se esso verrà illuminato con la sola luce rossa.

Un oggetto colorato apparirà quindi come tale soltanto se verrà illuminato da una luce bianca o da una luce dello stesso suo colore. Se si cambia colore di luce esso apparirà nero in quanto esso assorbirà la radiazione luminosa. Anche i colori dei pittori e i filtri colorati esposti

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI



TR 2 - UHF Guadagno 26 dB (20 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

alla luce bianca producono la loro caratteristica impressione di colore assorbendo determinate lunghezze d'onda e riflettendone o lasciandone passare altre. Questo processo viene chiamato **sottrattivo** e viene sfruttato nella fotografia a colori. Caratteristica del processo sottrattivo è, per esempio, il fatto che la presenza dei colori ciano-porpora e giallo dà l'impressione del nero. La mescolazione del porpora con il ciano dà un blu meno luminoso, quella del ciano con il giallo dà il verde ed infine la mescolazione del giallo con il porpora dà il rosso anch'esso con minore luminosità (fig. 11).

Mescolazione additiva - mescolazione di sorgenti di luce

Nella mescolazione additiva non vengono mescolati pigmenti ma sorgenti di luce colorata. La presenza contemporanea in opportuni proporzioni di luminosità dei colori rosso verde e blu dà l'impressione del bianco (fig. 4).

Le componenti di energia per produrre il bianco ammontano: 35% rosso, 59% verde e 11% blu.

Le espressioni $E_R = 0,30R$, $E_V = 0,59V$ e $E_B = 0,11B$ indicano le cosiddette **unità-stimolo (E)**.

Se due colori vengono mescolati nelle proporzioni indicate dalle unità-stimolo si hanno i colori qui sotto indicati la cui luminanza risulta più elevata di quella dei colori primari.

$$E_{blu} + E_{verde} = \text{verde-blu o ciano}$$

$$E_{verde} + E_{rosso} = \text{giallo}$$

$$E_{rosso} + E_{blu} = \text{porpora}$$

Se, viceversa, il rapporto dei colori componenti differisce da quello sopra indicato il colore risultante dalla mescolazione additiva avrà il tono del colore dominante. Per esempio:

$$E_{verde} + 3E_{rosso} = \text{arancione}$$

Se si mescolano tre componenti di colore con differente contenuto di energia si

otterrà ancora un colore mescolato avente il tono del colore dominante ma si riscontrerà anche una aggiunta di bianco che tenderà a desaturare il colore ottenuto. Per ottenere quindi il vero colore risultante, si dovrà eliminare per prima cosa

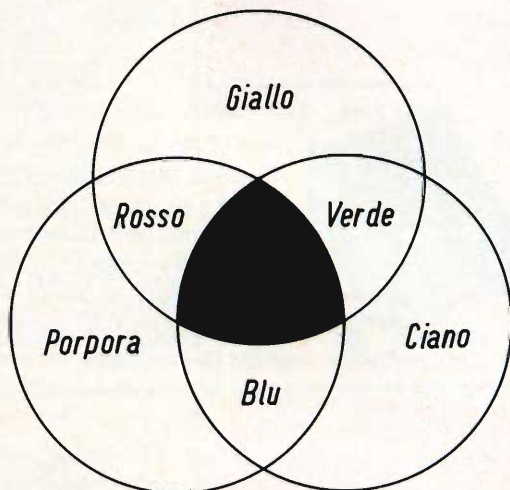


Fig. 11 - Esempio di mescolazione sottrattiva. In questo caso i cerchi sono stati dipinti o stampati con materie coloranti su uno schermo bianco.

la componente di colore bianco. Supponiamo di mescolare le seguenti unità-stimolo dei colori primari:

$$5E_{rosso} + 3E_{verde} + 2E_{blu}$$

L'unità più piccola è il 2E che dovrà essere sottratta dalle altre due unità in quanto la loro somma dà il bianco, pertanto da $3E_{rosso} + 1E_{verde}$ avremo un arancione. Le sei unità-stimolo che hanno dato il bianco desatureranno corrispondentemente l'arancione ottenuto.

I colori desaturati vengono chiamati anche colori **pastello**.

Colori porpora

Questi colori non figurano nello spettro solare. I colori rosso e blu si trovano agli estremi dello spettro visibile e cioè a 380 e 780 nm. Possono quindi « unirsi » solo mediante mescolazione additiva.

L. C.

COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

**TELEVISIONE
A COLORI**

**I componenti per la deflessione
e per la convergenza**

Il Parte

Continua la descrizione delle caratteristiche tecniche dei componenti che in un televisore a colori provvedono alla correzione dell'effetto cuscino, alla deflessione di riga e di quadro ed alla produzione dell'EAT.

7 - BOBINA PER LA CORREZIONE DELLA DISTORSIONE A CUSCINO DEL RASTER AT 4040/55 N. G.B.C. MG/0595-04 (fig. 18)

Questa bobina insieme al trasduttore AT 4041/06 N. G.B.C. MG/0600-00 provvede alla correzione elettrica della distorsione a cuscino del raster. Deve essere impiegata con l'unità di deflessione AT 1022/03 con le bobine di quadro collegate in serie.

Questa bobina può essere montata su circuito stampato.

Caratteristiche tecniche principali

Massimo campo di regolazione dell'induttanza	3...10 mH
Resistenza	4 Ω
Terminali di collegamento	3-4

(fig. 19)

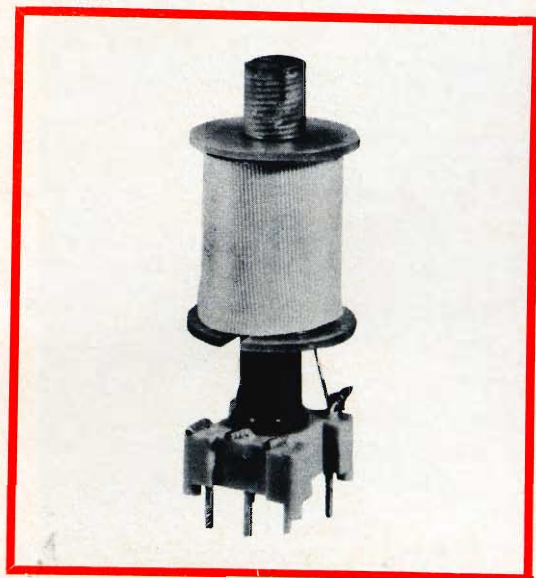


Fig. 18 - Bobina per la correzione della distorsione a cuscino AT 4040/55.

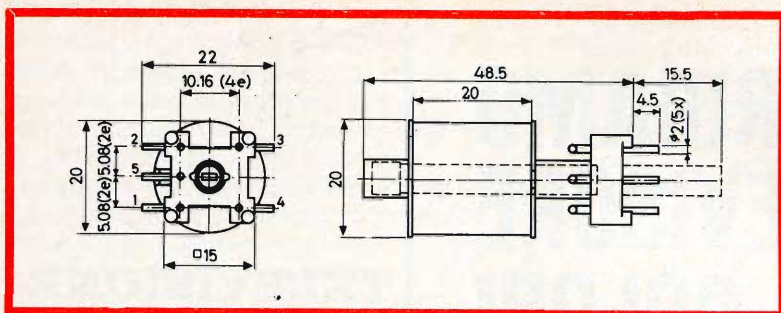


Fig. 19 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti elettrici dell'unità AT 4040/55.

8 - TRASFORMATORE DI USCITA RIGA AT 2051/00 N. G.B.C. MT/0900-00 (fig. 20)

La funzione di questo trasformatore è quella di fornire la corrente di deflessione di riga e le tensioni per i servizi. L'EAT è prodotta in un circuito separato.

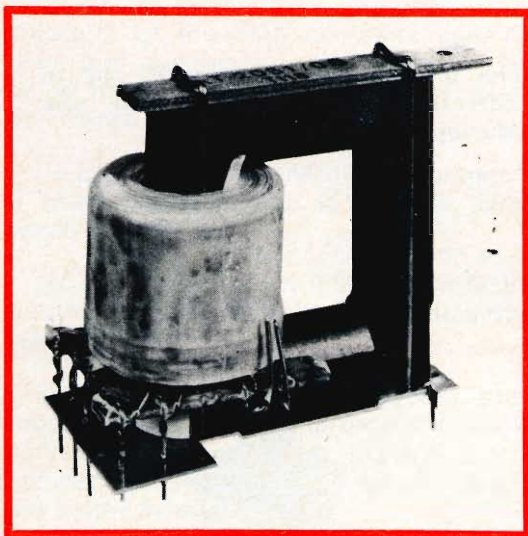


Fig. 20 - Trasformatore di riga AT 2051/00.

Componenti con i quali deve funzionare il trasformatore AT 2051/00

- Cinescopio A63-11X o A56-11X
- Trasformatore EAT AT 2052/03 N. G.B.C. ME/1960-00 (EAT - 25 kV)
- Unità di deflessione AT 1022/03 N. G.B.C. MG/2000-00
- Unità per il controllo della linearità AT 4042/02 N. G.B.C. MG/0598-04
- Trasduttore AT 4041/06 N. G.B.C. MG/0600-00

Il trasformatore può essere montato sia su telaio metallico che su circuito stampato.

Caratteristiche tecniche principali

I dati qui sotto riportati si riferiscono ad un circuito di deflessione di riga caricato con circa 10 W dal circuito di convergenza e con circa 4 W dai circuiti di stabilizzazione, soppressione del burst, spegnimento, sincronismi, ecc.

Tempo di ritorno	18%
Stabilizzazione	V_b - 12% (15% con la PL 504)
Overscan	6%
Corrente di deflessione	2.8 A_{pp}

Tensioni sugli avvolgimenti ausiliari

Terminale 2 collegato allo chassis:

- + 55 V_{pp} tra terminale 3 e 2
- + 110 V_{pp} tra terminale 4 e 2
- + 405 V_{pp} tra terminale 5 e 2
- 295 V_{pp} tra terminale 1 e 2

Terminale 3 collegato allo chassis:

- + 55 V_{pp} tra terminale 4 e 3
- + 350 V_{pp} tra terminale 5 e 3
- 350 V_{pp} tra terminale 1 e 3
- 55 V_{pp} tra terminale 2 e 3

Terminale 4 collegato allo chassis:

- + 295 V_{pp} tra terminale 5 e 4
- 405 V_{pp} tra terminale 1 e 4
- 110 V_{pp} tra terminale 2 e 4
- 55 V_{pp} tra terminale 3 e 4

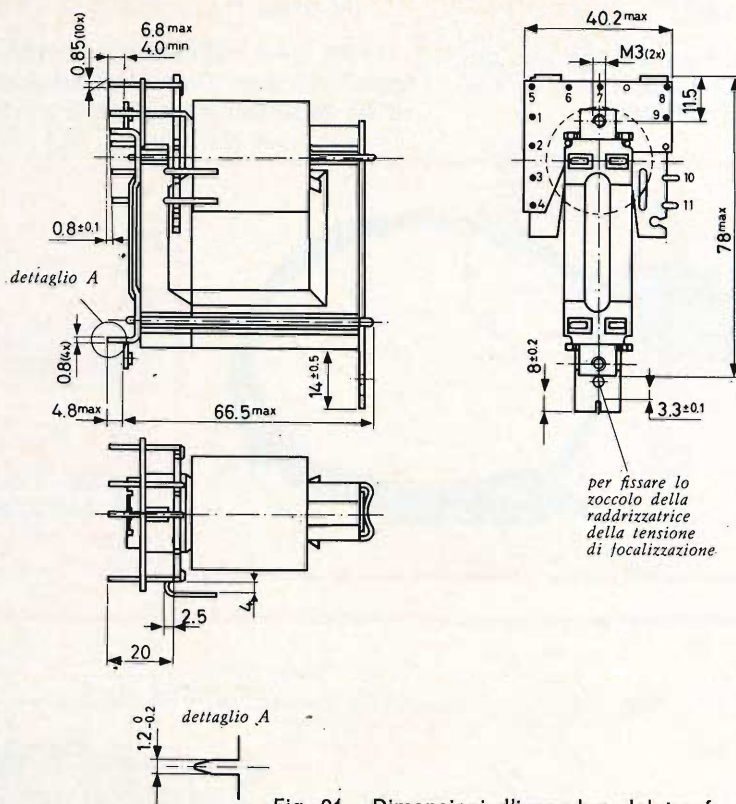


Fig. 21 - Dimensioni d'ingombro del trasformatore AT 2051/00.

Tabella I - Tensioni e correnti delle valvole PY 88 e PL 500 (fig. 22)

PY 88		PL 500	
V_b	240 V	V_{g2}	203 V
V_{boost} (tra 10 e anodo)	580 V	$I_{a pp}$	410 mA
I_a (media)	180 mA	$I_{k pp}$	435 mA
I_a (fine scansione)	30 mA	$V_{a pp}$	6.2 kV
$I_{a pp}$	390 mA	W_a	11.5 W
$V_{a pp}$	5 kV	W_{g2}	2 W

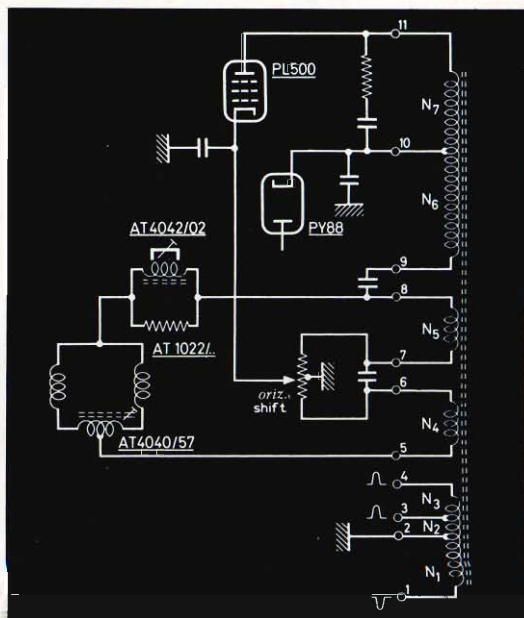


Fig. 22 - Collegamenti del trasformatore al circuito finale di riga.

9 - TRASFORMATORE PER EAT AT 2052/03 (fig. 23)

Questo trasformatore provvede alla generazione dell'EAT in unione con il trasformatore di riga AT 2051/00.

Caratteristiche elettriche

In fig. 24 è indicato uno schema dei collegamenti per l'impiego del trasformatore AT 2052/03.

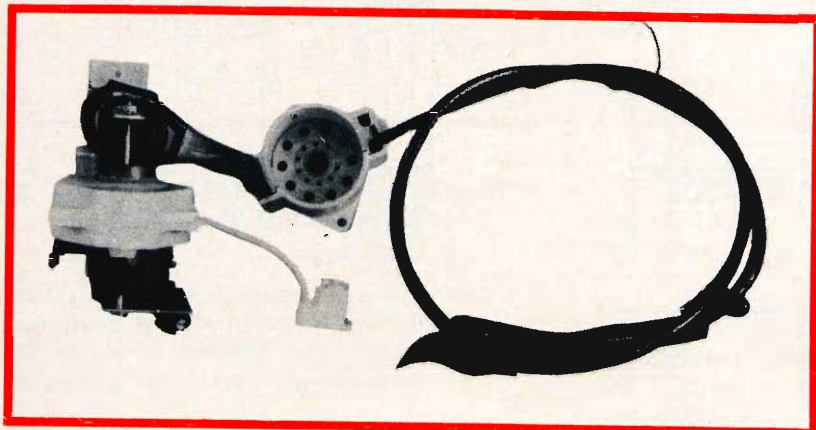


Fig. 23 - Trasformatore per EAT AT 2052/03.

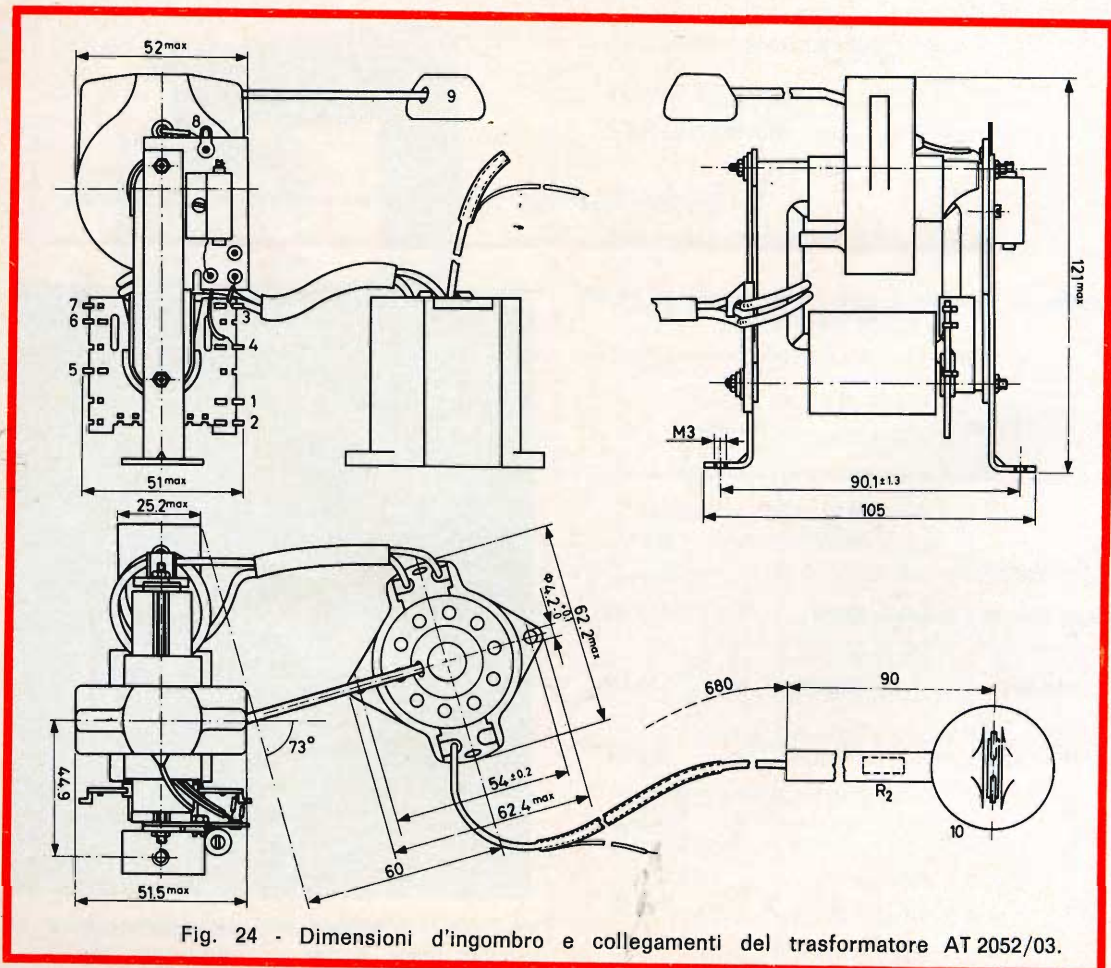


Fig. 24 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti del trasformatore AT 2052/03.

**10 - TRASFORMATORE DI QUADRO
AT 3512/02 N. G.B.C. MT/0910-00**
(fig. 26)

Questo trasformatore è stato progettato per funzionare con cinescopi del tipo A63-11X e A56-11X e l'unità di deflessione AT

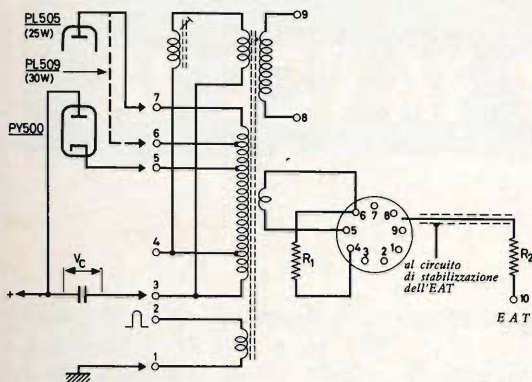


Fig. 25 - Collegamento del trasformatore EAT.

1022/03. Esso è realizzato con due nuclei a C a grani orientati ed è possibile montarlo sia su telaio metallico che su circuito stampato.

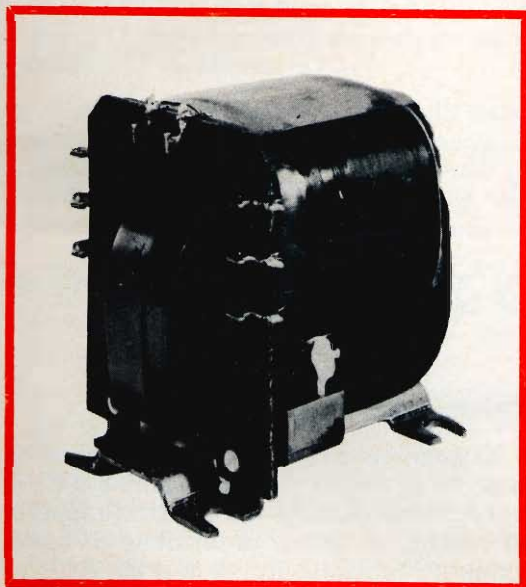


Fig. 26 - Trasformatore finale di quadro AT 3512/02.

L'induttanza dell'avvolgimento primario (1-2) è 4,5 H ed è stata misurata con una tensione di 30 V - 50 Hz ed una corrente continua di 100 mA.

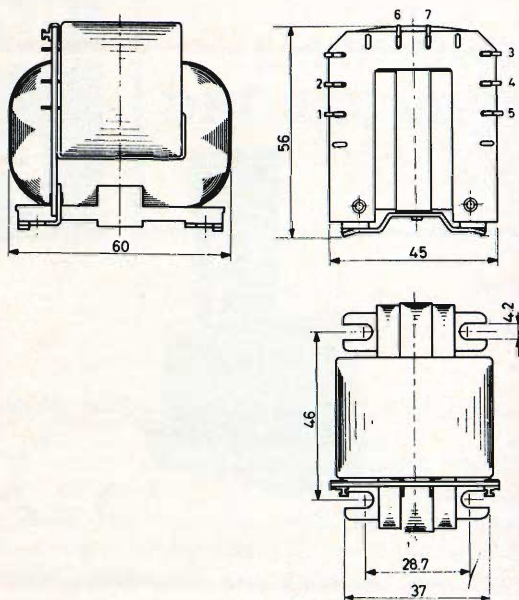


Fig. 27 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti al trasformatore AT 3512/02.

Caratteristiche tecniche principali

Numero spire	Terminali	Resistenze Ω
2640	1 - 2	185
700	3 - 4	16
500	4 - 5	235
240	6 - 7	15

11 - UNITÀ PER IL CONTROLLO DELLA LINEARITÀ AT 4042/02 (fig. 28)

Serve per regolare la linearità della scansione orizzontale. Può essere impiegata con l'unità di deflessione AT 1022/03 e il trasformatore di riga AT 2051/00.

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



Fig. 28 - Regolatore di linearità AT 4042/02.

di un semianello ed è posto intorno al nucleo di ferroxcube sotto la bobina. Il terzo magnete è cilindrico ed è serrato, parallelamente al nucleo di ferroxcube, 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.

Quest'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 questo ultimo dipenderà dal particolare trasformatore di riga impiegato.

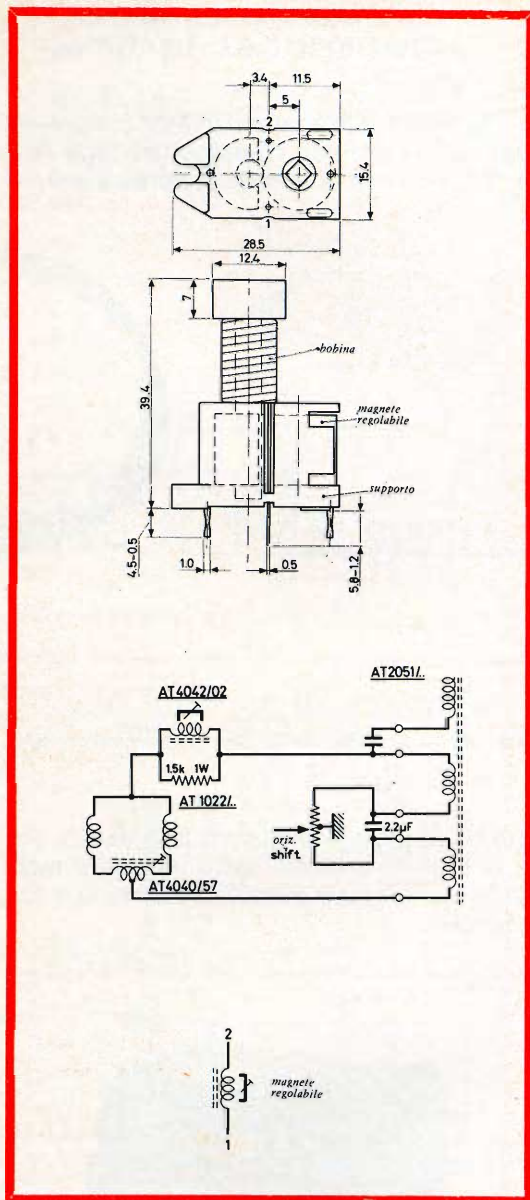


Fig. 29 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti del regolatore di linearità AT 4042/02.

Caratteristiche tecniche principali

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.

(continua)

TUNER UHF CON TRANSISTOR AF 239-AF 139

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

I Parte

Questo articolo descrive un tuner regolabile in tecnica $\lambda/4$ corredato con i mesa-transistori AF 239 e AF 139.

L'utilizzazione, nello stadio di ingresso del tuner, del nuovo transistor AF 239, fabbricato in tecnica Mesa II, permette, nella banda UHF, di ottenere buone caratteristiche di rumore e di amplificazione possibili, fino ad ora, solo alle più basse frequenze VHF. Le figure di rumore del tuner sono comprese per esempio tra 5 e 6 dB in tutta la banda UHF se vengono utilizzati esemplari intermedi dei due tipi di transistori. Questo articolo comprende, inoltre, indicazioni sul dimensionamento e sulla costruzione meccanica del tuner come pure valori di misura caratteristici.

Il tuner UHF è il componente di un ricevitore TV, che, con l'applicazione dei transistori ha permesso di ottenere particolari miglioramenti tecnici e ottime qualità di ricezione.

Dalla tecnica in $\lambda/2$ dei circuiti di sintonia in tuner a valvole, si è passati, oggi, ai circuiti in tecnica $\lambda/4$, che permettono una notevole riduzione delle dimensioni del tuner.

Con lo sviluppo del transistor AF 239 è stato possibile ottenere in banda UHF ottime qualità di ricezione fin'ora possibili solo in banda I e III.

L'esempio di applicazione descritto dimostra che con i transistori AF 239 (stadio di ingresso) e AF 139 montati in un tuner UHF si ottengono figure di rumore da 5 a 6 dB e valori di amplificazione di 25-26 dB in tutto il campo UHF senza influenzare le qualità sinora raggiunte di elaborazione del segnale da parte del tuner.

IL TRANSISTORE AF 239

Questo transistor è un ulteriore sviluppo del transistor AF 139, la cui applicazione in tuner UHF e VHF ha riscontrato un grande interesse. Ambedue sono transistori Mesa al germanio del tipo PNP. Il sistema del transistor AF 239 viene realizzato con l'aiuto della tecnica fotosensibile. Il sistema ha un elettrodo di base a forma di « U » ed un'emettitore a strisce della larghezza di soli 14 μm . Il vantaggio principale del nuovo transistor è il basso rumore nel limite superiore di frequenza della banda UHF, mentre le altre proprietà sono analoghe a quelle del transistor AF 139.

Figura di rumore del transistor AF 239

La figura 1 indica i valori tipici del fruscio in tutta la gamma di alta frequenza da 0,1 a 900 MHz. Con ciò ven-

gono garantiti i valori limite a 800 MHz e 900 MHz di:

$f = 800 \text{ MHz} : F < 6 \text{ dB}$

$f = 900 \text{ MHz} : F < 7 \text{ dB}$

Dati limite

Tensione collettore-emettitore

— $U_{\text{CEO}} 15 \text{ V}$

Tensione collettore-base

— $U_{\text{CBO}} 20 \text{ V}$

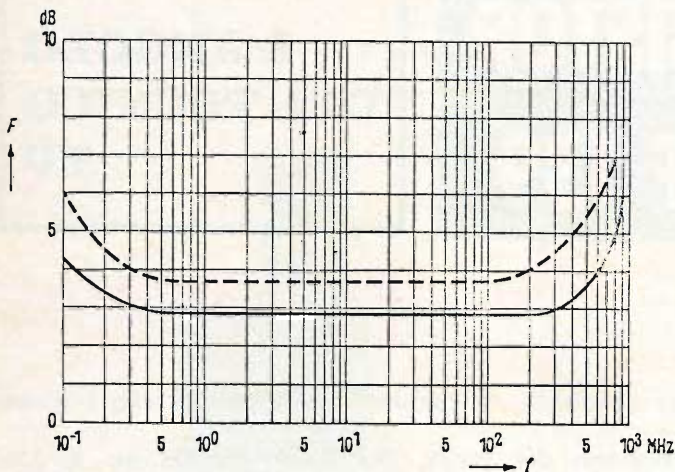


Fig. 1 - Dipendenza dalla frequenza della figura di rumore F del transistor AF 239.

— $U_{\text{cb}} = 10 \text{ V}$

— $I_{\text{c}} = 2 \text{ mA}$

$R_{\text{o}} = 60 \Omega$

(la linea tratteggiata indica valori di confronto del transistor AF 139).

Amplificazione di potenza con collegamento a base comune

($f = 800 \text{ MHz}; R_{\text{L}} = 500 \Omega$)

$V_{\text{pb}} 11,9 (> 9) \text{ dB}$

($f = 800 \text{ MHz}; R_{\text{L}} = 2 \text{ k}\Omega$)

$V_{\text{pb}} 14 (> 11,5) \text{ dB}$

($f = 900 \text{ MHz}; R_{\text{L}} = 500 \Omega$)

$V_{\text{pb}} 10,5 \text{ dB}$

($f = 900 \text{ MHz}; R_{\text{L}} = 2 \text{ k}\Omega$)

$V_{\text{pb}} 12,5 \text{ dB}$

Punto di lavoro — $U_{\text{CB}} = 10 \text{ V};$

— $I_{\text{c}} = 2 \text{ mA}$

Tensione emettitore-base

— $U_{\text{EBO}} 0,3 \text{ V}$

Corrente di collettore

— $I_{\text{c}} 10 \text{ mA}$

Corrente d'emettitore

$I_{\text{E}} 11 \text{ mA}$

Corrente di base

— $I_{\text{B}} 1 \text{ mA}$

Temperatura di giunzione

$T_{\text{j}} 90 \text{ }^\circ\text{C}$

Temperatura di immagazzinaggio

$T_{\text{s}} - 30 + 75 \text{ }^\circ\text{C}$

Potenza massima di dissipazione

($T_{\text{G}} \leq 45 \text{ }^\circ\text{C}$) $P_{\text{tot}} 110 \text{ mW}$.

La resistenza termica fra lo strato di giunzione del collettore e l'aria è $R_{\text{th U}} \leq 750 \text{ grd/W}$. Con montaggio sullo chassis $R_{\text{th G}} \leq 400 \text{ grd/W}$.

GENERALITÀ SULLA REALIZZAZIONE CIRCUITALE DEL TUNER IN TECNICA $\lambda/4$

Il circuito in tecnica $\lambda/4$ accordato capacitivamente

Nella banda UHF i circuiti oscillanti non possono più essere costruiti con elementi concentrati L e C con un fattore di bontà sufficientemente elevato. Perciò si usano i cosiddetti circuiti Lecher con induttanze e capacità distribuite omogeneamente, le cui lunghezze minime di risonanza equivalgono ad un quarto di lunghezza d'onda ($\lambda/4$). Un tale circuito in tecnica $\lambda/4$ ha carattere di risonanza in parallelo se i suoi terminali d'uscita vengono cortocircuitati.

Poiché è possibile accorciare la lunghezza geometrica del conduttore necessaria all'accordo di risonanza tramite l'inserzione di una capacità al terminale aperto del conduttore interno, si può, allungare più o meno la lunghezza elettrica del conduttore $l_{\text{e}} = \lambda/4$ e quindi variare la frequenza di risonanza del circuito con costante lunghezza geometrica del conduttore, tramite l'inserzione di una capacità variabile.

La figura 2 mostra la ripartizione di corrente e di tensione sul conduttore interno

di un circuito $\lambda/4$ e l'accordo geometrico tramite la capacità C_v .

La capacità di accordo C_v necessaria per la risonanza del circuito $\lambda/4$ può essere ottenuta, con buona approssimazione dalla formula

$$C_v \approx \frac{1}{2 \pi f Z \tan \{2 \pi f / C_o\}} \quad (1)$$

In tale formula si ha f = frequenza di risonanza, l = lunghezza geometrica del conduttore interno, C_o = velocità della luce, Z = impedenza del circuito Lecher.

Con conduttori a bassa perdita, l'impedenza può essere considerata reale e indipendente dalla frequenza.

Tale impedenza è determinata principalmente dalle dimensioni geometriche della sezione trasversale del conduttore e calcolabile tramite la formula approssimativa di R. Maurer relativa alla sezione generalmente impiegata (camere rettangolari e conduttore interno rettangolare)

$$Z \approx 60 \ln \frac{D_1 + D_2}{d_1 + d_2} \text{ [ohm]} \quad (2)$$

D_1 e D_2 sono rispettivamente altezza e ampiezza delle camere, d_1 e d_2 il lato largo e stretto del conduttore interno, dove D_1 e d_1 giacciono in parallelo l'uno all'altro [1].

Criteria da seguire per il dimensionamento

Il tuner ha il compito di amplificare il segnale UHF in arrivo e trasformarlo in condizione di media frequenza.

La media frequenza viene ottenuta qui tramite mescolazione della frequenza di ricezione con la frequenza di oscillatore dove la formazione di media frequenza avviene nella caratteristica non lineare del transistor mescolatore.

Allo stadio di ingresso e allo stadio mescolatore del tuner devono essere quindi poste le seguenti condizioni: valori ottimali possibili di figura di rumore e amplificazione — il circuito di ingresso deve assorbire il segnale di antenna con riflessione sufficientemente ridotta — il filtro di banda UHF deve possibilmente filtrare bene segnali indesiderati. L'ampiezza e la forma della curva passante

debbono variare molto poco nella banda di frequenza da $470 \div 860$ MHz, durante la sintonia e la regolazione.

Il tuner deve avere una buona possibilità di regolazione onde poter elaborare ampi segnali di antenna ed assumere una ampia parte dell'andamento di regolazione dell'intero ricevitore.

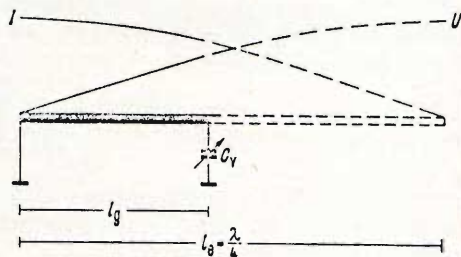


Fig. 2 - Ripartizioni di tensione dell'onda stazionaria sul conduttore interno di una cavità risonante $\lambda/4$.

- l_e = lunghezza elettrica $\lambda/4$ del circuito $\lambda/4$
- l_g = lunghezza geometrica del circuito $\lambda/4$ (equivalente alla lunghezza del conduttore interno)
- C_v = condensatore di accoppiamento, costituito dal condensatore di sintonia unitamente alla capacità del circuito.

Elevata insensibilità alla modulazione incrociata.

Ridotta dipendenza dalla temperatura della frequenza di oscillatore.

Alcune di queste condizioni sono strettamente vincolate una all'altra, perciò si è costretti a realizzare compromessi che vengono successivamente descritti.

Figura di rumore e amplificazione

La figura di rumore del tuner si somma alla figura di rumore dello stadio di ingresso e ad una parte di fruscio dello stadio mescolatore.

$$F_T = F_v + \frac{F_M - 1}{V_{pv}} \quad (3)$$

Con figura di rumore dello stadio di ingresso F_v possibilmente ridotta, l'amplificazione dello stadio di ingresso V_{dv} deve essere elevata affinché il fruscio dello stadio mescolatore, che per motivi fisici è molto più elevato di quello di normale stadio amplificatore, deve partecipare in piccola parte al fruscio totale del Tuner.

La figura di rumore dello stadio di ingresso è dipendente dal tipo di transistor impiegato e dal suo adattamento alla resistenza di alimentazione.

Come l'esempio di impiego qui descritto mostra, è possibile ottenere con il transistor AF 239 un buon compromesso tra adattamento di fruscio e di potenza. Con riflessione sufficientemente ridotta ($|r| < 0,4$) potrebbero essere ottenuti all'incirca le figure di rumore misurate secondo i dati caratteristici.

L'utilizzazione della grande amplificazione di stadio di ingresso dell'AF 239 per la riduzione del fruscio del Tuner è significativa solamente se contemporaneamente viene elevata la caratteristica selettiva del filtro intermedio di banda.

Cosicché viene indebolito nuovamente subito, tramite l'elevato smorzamento del filtro, l'elevato segnale di disturbo adiacente amplificato.

La ridotta capacità di pilotaggio dovrebbe quindi essere nuovamente compensata tramite un aumentato andamento di regolazione dello stadio di ingresso.

Per una elevata e stabile amplificazione dello stadio di ingresso in tutta la gamma di frequenza, i punti di massa per Ta base e per la custodia del transistor debbono essere scelti accuratamente.

Buoni risultati ha dato nell'esempio di impiego descritto il montaggio del transistor schizzato nella prima camera del Tuner.

Il fattore di riflessione

Come abbiamo già accennato nel precedente paragrafo, può essere ben realizzata la condizione di una sufficientemente ridotta riflessione, con contemporaneo buon adattamento di fruscio, utilizzando il transistor AF 239.

Anche durante la regolazione, il fattore di riflessione rimane sotto il valore generalmente ammissibile di $r = 0,65$.

Il filtro di banda UHF

Il filtro deve proteggere bene l'ingresso dello stadio mescolatore da segnali di disturbo, deve trasferire uniformemente il

segnale utile e deve garantire una ulteriore separazione tra l'oscillatore e l'ingresso di antenna.

Queste esigenze possono essere soddisfatte nel modo migliore con un filtro accoppiato ipercritico. Durante la regolazione vale l'impedenza di uscita del transistor cosicché perlomeno deve avvenire una stabilizzazione della curva passante alle elevate frequenze di ricezione (ridotta capacità del circuito).

Ciò avviene in semplice modo tramite diverso smorzamento del circuito di filtro.

Tramite un opportuno accoppiamento della resistenza di ingresso del mescolatore, l'ampiezza di banda del circuito secondario può essere realizzata uguale all'ampiezza di banda richiesta del filtro.

Il circuito primario deve quindi, con accoppiamento del filtro quasi transizionale, essere smorzato tramite la resistenza di uscita del transistor dello stadio di ingresso, in modo che esso presenta una ampiezza di banda di esercizio di

$$b_1 \approx (\sqrt{2} - 1) b_2$$

Se si riduce, durante la regolazione, la resistenza di uscita del transistor, il circuito primario viene gradualmente smorzato e la curva di trasferimento UHF viene infine determinata solo dal circuito secondario.

Con ciò viene ottenuta attraverso l'intero campo di regolazione un'ampiezza di banda del filtro ampiamente costante (figure 9, 12, 13).

La grande amplificazione del transistor AF 239 permette questo dimensionamento del filtro poiché questa necessita di uno specifico disadattamento della resistenza di ingresso del filtro alla resistenza di uscita del transistor.

La regolazione

Onde evitare con grandi segnali di antenna un sovra-pilotaggio dello stadio mescolatore e quindi le relative distorsioni, l'amplificazione dello stadio di ingresso viene quindi ottenuta opportunamente tramite aumento della corrente di collettore poiché l'andamento non lineare del transistor migliora con correnti più elevate.

NovoTest

BREVETTATO

MOD. TS 140 20.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	$\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 M Ω
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 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF (alimentaz. batteria)

MOD. TS 160 40.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V • VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • AMP. C.C. 7 portate: 25 μA - 50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A • AMP. C.A. 4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A • OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$ (campo di misura da 0 a 100 M Ω) • REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω • 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 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF - da 0 a 5000 μF (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. VCI/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
- CAGLIARI - Pomata Bruno Via Logudoro 20
- 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 Osento 25
- ROMA - Tardini di E. Cereda e C. Via Amatrice 15
- TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè C.so D. degli Abruzzi 58 bis

BREVETTATO

L'amplificazione di potenza del transistor AF 239, particolarmente adatta a questo metodo di regolazione, ha un massimo con una corrente di emettitore da 2,8 a 3,3 mA e cade quindi rapidamente con ulteriore aumento della corrente (figura 11).

L'effetto di regolazione viene qui provocato essenzialmente dalla riduzione della pendenza del transistor e incrementato ulteriormente nel campo di forti sregolazioni tramite la diminuzione della tensione collettore-emettitore.

La resistenza di emettitore R_E determina l'andamento del punto di lavoro del transistor nel campo di caratteristiche e ha quindi anche uno specifico influsso sulle caratteristiche non lineari dello stadio di ingresso.

Una resistenza di $R_E = 1$ kohm offre quindi un buon compromesso tra caratteristiche di modulazione incrociata, fabbisogno di potenza di regolazione e corrente di emettitore ammissibile con relativa dissipazione ammissibile.

Per un andamento di regolazione di 40 dB la potenza di regolazione necessaria ammonta quindi a:

$$N_R \approx (|U_{BE}| + |I_c| \cdot R_E) \frac{|I_c|}{B}$$

ca 2 mW con $U_B = 12$ V, $I_c = 8$ mA, $R_E = 1$ kohm e $B = 33$.

La massima dissipazione $P_{tot} \approx \frac{U_B^2}{4 R_E}$ ammonta quindi a 40 mW.

Con ciò è ammissibile una massima temperatura ambiente

$$T_u = T_j - P_{tot} \cdot R_{th G \text{ maggiore di } 70^\circ C.}$$

L'inizio della regolazione dello stadio di ingresso viene stabilito a circa 0,3-0,4 mV (60 ohm), considerando una elevata resistenza alla modulazione incrociata, assorbimento di ampi segnali di antenna e un sufficiente rapporto segnale-disturbo (> 40 dB).

A causa dell'elevato smorzamento di reazione, non bisogna tenere, con il transistor AF239, anche con ampio andamento di regolazione (> 40 dB), un aumento della tensione di irradiazione di oscillatore verso valori inaccettabili. Le

variazioni delle impedenze di ingresso e di uscita rimangono entro limiti accettabili durante la regolazione.

La modulazione incrociata

Per modulazione incrociata si intende il manifestarsi di disturbi con i quali viene sovrapposta la modulazione di una portante indesiderata di disturbo modulata in ampiezza sul segnale utile.

Premessa per l'apparizione di questo disturbo è la disponibilità di una caratteristica curvata con un tratto di sviluppo di almeno 3° grado.

La modulazione incrociata si presenta nel Tuner, a causa di portanti adiacenti di disturbo che hanno meno di 14 MHz di distanza dalla portante utile, soprattutto nello stadio mescolatore.

Per quanto concerne l'amplificazione dello stadio di ingresso si oppongono a ciò le esigenze di ridotto fruscio e di resistenza alla modulazione incrociata possibilmente alta.

Onde poter utilizzare l'elevata amplificazione di stadio del transistor AF 239, senza peggiorare i valori di modulazione incrociata sinora raggiunti, devono essere corrispondentemente migliorate, come già accennato, le proprietà di selettività del filtro intermedio di banda.

Variazioni di tensione di disturbo, che provocano l'1% di modulazione incrociata, sono compresi tra 20 e 40 mV (60 ohm) se la portante di disturbo giace sulla frequenza della portante video del secondo canale superiore.

Per il canale immediatamente adiacente tali valori sono sensibilmente più ridotti (poiché per questa frequenza non è disponibile praticamente alcuna selezione fino allo stadio mescolatore), ma sono ancora sicuramente maggiori delle tensioni di disturbo che provocano un disturbo di immagine dell'1% a causa della selettività dell'amplificatore di media frequenza.

Con una selezione efficace della portante video adiacente di 40 dB, la portante di disturbo può essere, per esempio, grande solo come la portante utile.

La resistenza di modulazione incrociata richiesta da un tuner viene quindi determinata ampiamente dalle caratteristiche selettive dell'amplificatore di media frequenza.

Misure sui televisori hanno dimostrato che per la resistenza ai disturbi con tensioni utili fino a 100 mV sono determinanti le caratteristiche di selettività del ricevitore, mentre con tensioni di ingresso più elevate sono determinanti le proprietà di modulazione incrociata [2].

Poiché la resistenza di modulazione incrociata non sale proporzionalmente con il segnale utile, l'inizio della regolazione del tuner deve avvenire possibilmente con basso segnale.

Un transistor di ingresso a basso rumore come l'AF 239 soddisfa tale soluzione circuitale.

Deriva di temperatura

Le temperature, entro le quali lavora un tuner, oscillano tra 20 °C e 50 °C a seconda della temperatura ambiente e della condizione di esercizio dell'apparecchio.

La potenza dissipata, che viene dispersa nello stesso tuner è ridotta e ha poco influsso sul suo riscaldamento.

La costanza di frequenza dell'oscillatore ha un significato determinante per la qualità di un tuner, poiché grandi variazioni di frequenza influenzano già le qualità di immagine di un televisore.

La massima deriva di temperatura ammessa viene stabilita generalmente in $f_0 = \pm 500$ kHz.

Tale deriva è dipendente dall'andamento in temperatura del circuito oscillante dell'oscillatore e dalla capacità di uscita del transistor dipendente dalla temperatura.

L'esempio successivo spiega l'effetto della variazione di temperatura sulla frequenza di oscillatore.

Con aumento di temperatura, aumentano le dimensioni geometriche delle parti meccaniche del tuner di ca. 0,06% se si stabilisce una differenza di temperatura tra 20 e 50 °C e un coefficiente di dilatazione termica di $0,002 \text{ grad}^{-1}$.

A seguito di ciò aumenta la lunghezza del conduttore interno e quindi la frequenza di risonanza diminuisce.

Tale effetto viene sensibilmente incrementato dalla presenza del condensatore variabile.

Con tutte le differenze di dilatazione tra custodia e conduttore interno, le armature del conduttore variabile vengono più o meno reciprocamente spostate.

Tale variazione di capacità varia pure la frequenza di risonanza. Il condensatore variabile aumenta inoltre la sua distanza delle lamelle a causa della dilatazione termica.

Perciò scende la sua capacità, la « lunghezza elettrica » del conduttore interno diminuisce e aumenta la frequenza di risonanza.

Con apposita costruzione meccanica del circuito di oscillatore possono essere compensati questi effetti.

Nel tuner descritto successivamente, viene realizzato una ulteriore compensazione elettrica del circuito con un condensatore di 0,6 pF, che ha un coefficiente di temperatura negativo N 750.

L'accoppiamento del transistor dello stadio mescolatore avviene tramite un condensatore pure con coefficiente di temperatura negativo con capacità di 3 pF.

Possono sussistere ancora difficoltà con tale circuito di compensazione se i valori di capacità e i coefficienti di temperatura delle capacità presentano tolleranze troppo ampie.

Gli spostamenti di frequenza possono ammontare, in caso sfavorevole a più di 1 MHz.

È quindi necessario tenere tolleranze più ridotte possibili. Se il tuner nella sua costruzione meccanica è compensato in temperatura così bene che il valore assoluto delle capacità nella compensazione elettrica può essere ridotto, queste difficoltà vengono eliminate.

Una compensazione elettrica non può tuttavia essere completamente eliminata,

poiché le capacità di uscita dei transistori variano con la temperatura in un senso concomitante con la dilatazione termica della custodia.

Una compensazione elettrica può essere prescritta tuttavia, a causa della capacità variabile del circuito, solo per una frequenza. È opportuno compensare alla frequenza elevata. Alle frequenze più basse la variazione di temperatura del tuner deve essere già mantenuta ridotta nella costruzione meccanica utilizzando materiale con opportuno coefficiente di dilatazione.

L'irradiazione di disturbo

L'irradiazione di disturbo totale del-

l'oscillatore di un tuner UHF non può superare una intensità di campo di $450 \mu\text{V}/\text{m}$ a 10 m. di distanza.

Perciò è ammissibile all'ingresso del tuner di 60 ohm una tensione di disturbo di 2,7 mV.

Poiché tuttavia queste misure non stabiliscono possibili irradiazioni di disturbo dalla custodia del tuner e dai conduttori di collegamento bisogna osservare una distanza di sicurezza di almeno 30%.

Con il transistor AF239 nello stadio di ingresso, i valori di tensione di disturbo misurati giacciono in tutta la banda di frequenza sotto i $600 \mu\text{V}$ (60 ohm) anche con ampio andamento di regolazione ($\Delta V_p > 40 \text{ dB}$).

La casa editrice « Het Spectrum » di Utrecht ha pubblicato nella collana MARKA il libro « Aspetti psicologici della vita industriale ». Del volume sono autori psicologi che lavorano o hanno lavorato sotto la direzione del Prof. Van der Graaf e di Van Grunsven. Lo si può trovare attualmente solo in Olanda.

Nella prefazione il professor Van der Graaf scrive che con questo libro gli autori hanno inteso dare a quanti si interessano del lavoro dipendente, di sociologia e psicologia, una panoramica su alcuni importanti aspetti della vita industriale odierna. In particolare sono discussi i problemi relativi alla selezione e all'addestramento, l'adattamento alle condizioni di lavoro e i problemi dell'organizzazione del lavoro. Nella conclusione si afferma che il libro è soprattutto diretto a dare ai dirigenti industriali un'idea sulle possibilità offerte dalla psicologia per creare migliori condizioni di lavoro che giovano tanto alla società quanto al dipendente.

FIRENZE

VIA G. MILANESI, 28/30

50134 - TELEF. 486.303

GBC
ELECTRONICA

LIVORNO

VIA DELLA MADONNA, 48

57100 - TELEF. 31.017

GBC
ELECTRONICA

AREZZO

VIA M. DA CARAVAGGIO, 10/12/14

52100 - TELEF. 30.258

FOTOELETTRONICA

PRINCIPI FONDAMENTALI

I dispositivi fotosensibili trovano un impiego sempre più crescente nelle applicazioni in campo industriale e professionale. Questa serie di articoli dopo aver illustrato le caratteristiche dei principali dispositivi attualmente in commercio, presenterà alcuni circuiti pratici di notevole interesse per il lettore.

Il calore non è la sola causa che provoca l'emissione o la eccitazione degli elettroni. Ciò può essere ottenuto anche mediante irradiazione effettuata sia dalla luce ordinaria sia dai raggi cosmici.

L'illuminazione produce i cosiddetti **effetti fotoelettrici** e i dispositivi nei quali tali effetti si manifestano vengono chiamati cellule fotoelettriche. Queste si suddividono in **cellule fotoemissive**, simili per costruzione ai tubi elettronici, e in **fotocellule a semiconduttore o fotoresistenze**. Le cellule fotoemissive ed anche alcuni tipi a semiconduttore sono considerate **elementi attivi** nel senso che sotto l'influenza della luce producono una certa tensione. Si differenziano dalle fotocellule a semiconduttore che vengono invece considerate **elementi passivi**, più comunemente noti come fotoresistenze. In alcuni casi una stessa fotocellula può essere usata sia come elemento attivo che come elemento passivo.

Le fotocellule differiscono tra loro per sensibilità, linearità e velocità di funzionamento.

L'effetto fotoelettrico può avvenire **all'interno del materiale** fotosensibile, come nel caso di **fotoresistenze** nelle quali viene controllata la conduttività elettrica del materiale di cui sono formate. Oppu-

re può avvenire **alla superficie del materiale**, come l'emissione di elettroni dalla superficie sensibile di una **cellula fotoelettrica** (fig. 1).

Il fenomeno della fotoemissione

Le sorgenti di luce e le sorgenti di radiazione di qualsiasi natura emettono un flusso di fotoni (quanti di energia) la cui intensità viene misurata in watt per m^2 (W/m^2). Questa « corrente » di fotoni può anche essere immaginata (se lo si desidera) come il movimento di un'onda elettromagnetica. Ma nel caso di cellule fotoelettriche è meglio riferirsi alla natura « corpuscolare » della luce piuttosto che alla natura « elettromagnetica » della medesima.

L'energia posseduta da un fotone è proporzionale alla frequenza f per cui potremo scrivere $h \cdot f$ dove h è una costante universale (costante di Planck). Questa energia è considerata **energia cinetica**.

Quando la luce colpisce un corpo, questo corpo viene bombardato dai fotoni. Se il corpo possiede degli elettroni liberi di muoversi, questi possono essere cacciati via all'atto del bombardamento operato dai fotoni: si ottiene la cosiddetta **fotoemissione di elettroni** in conseguenza del-

la quale il corpo rimane privo delle sue cariche negative (elettroni) e di conseguenza risulta caricato positivamente. Questo il principio fisico. In pratica il valore di questa fotoemissione di elettro-

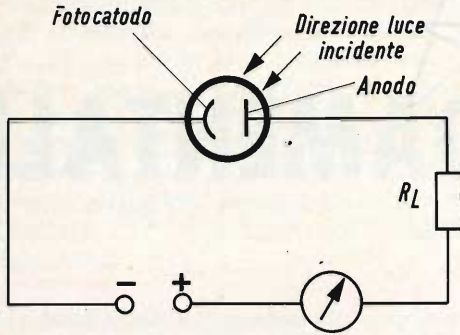


Fig. 1 - L'effetto fotoelettrico

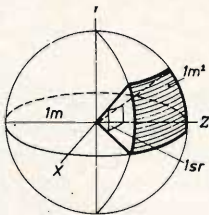


Fig. 2 - Illustrazione per la comprensione di alcune definizioni di unità fotometriche come la candela, il lumen, il lux.

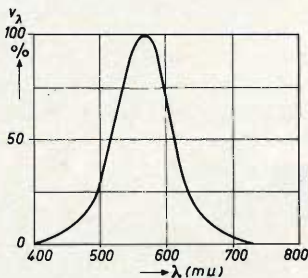


Fig. 3 - Curva di risposta indicante la differente sensibilità che l'occhio umano ha per le radiazioni luminose.

ni, raggiunge un valore sfruttabile agli effetti pratici, soltanto in condizioni particolari.

Perché un elettrone possa essere estratto dalla superficie di un conduttore è necessario che il fotone che colpisce

tale superficie, vinca quelle forze che trattengono l'elettrone all'interno del corpo. Per vincere queste forze esso dovrà consumare un po' della sua energia cinetica.

L'energia cinetica che rimane al fotone « passerà » all'elettrone che uscirà dalla superficie del corpo con una certa quantità di energia cinetica. Non sempre però rimane al fotone, dopo che ha espulso dal corpo l'elettrone, dell'energia cinetica. Ciò vuol dire l'elettrone verrà sì estratto ma sarà privo di energia cinetica e rimarrà quindi sulla superficie del corpo. Se pertanto indicheremo con W_0 il lavoro fatto dal fotone per estrarre l'elettrone, avremo emissione di elettroni, e cioè si verificherà l'effetto fotoelettrico solo se si verificherà la seguente condizione:

$$\frac{1}{2} m v^2 = h \cdot f - W_0 \geq 0 \quad (1)$$

nella quale

m = massa dell'elettrone

v = velocità dell'elettrone

h = costante di Planck

f = frequenza della radiazione incidente

W_0 = lavoro fatto dal fotone per espellere un elettrone dal materiale conduttore.

Dalla formula precedente si deduce che la frequenza più bassa di una data radiazione capace ancora di produrre l'effetto fotoelettrico è data da:

$$f = \frac{W_0}{h} \quad (1^*)$$

In questi calcoli si preferisce usare la lunghezza d'onda di una data radiazione luminosa al posto della relativa frequenza. Le unità usate sono il nanometro ($10^{-9}m$) oppure l'Angstrom ($10^{-10}m$).

Verso il rosso e l'infrarosso dello spettro solare, la radiazione ha una lunghezza d'onda maggiore (corrispondente ad una minore frequenza). Per ottenere quindi l'effetto fotoelettrico anche in frequenza di radiazioni rosse o infrarosse sarà necessario, secondo la (1^{*}) usare materiali aventi un valore molto basso del lavoro di estrazione (W_0).

Questi materiali è facile reperirli tra i metalli alcalini, come il cesio, e tra metalli aventi reticoli cristallini abbastanza complessi.

La fotocorrente ottenibile da un dato « fotocatodo » dipenderà quindi dalla lunghezza d'onda della luce incidente. Il valore massimo di questa fotocorrente si otterrà solo ad un valore di lunghezza d'onda ben determinato. Alcuni catodi sono più sensibili alla luce blu, altri alla luce rossa e così via.

Unità fotometriche fisiche e fisiologiche

L'intensità fisica di una sorgente luminosa corrisponde ad una densità di potenza in Watt per m^2 (W/m^2) calcolata in base alla teoria della radiazione. L'effetto fisiologico che una data sorgente luminosa produce attraverso l'organo della vista è invece una cosa completamente diversa per il semplice fatto che l'occhio umano è sensibile soltanto ad una ristretta banda di frequenze dello spettro delle onde elettromagnetiche ed anche per le frequenze di questa banda ha una differente sensibilità.

Nel campo della fotometria possono quindi darsi soltanto unità di misura relative. Tutte queste unità fanno capo ad un certo flusso luminoso emanato da una sorgente luminosa di caratteristiche ben determinate. In pratica si suppone di porre una sorgente luminosa avente l'intensità di una candela al centro di una sfera avente il raggio uguale a 1 m. Sulla superficie di questa sfera si delimita una superficie con dimensioni di 1 m x 1 m. Collegando i quattro vertici di questo « quadrato » al centro della sfera si ottiene una certa piramide meglio conosciuta come **angolo solido del valore di uno steradiante**.

Il flusso di luce delimitato dal suddetto angolo solido corrisponde al flusso di 1 lumen mentre l'illuminazione che tale flusso produce sulla superficie di 1 m x 1 metro all'interno della sfera corrisponde all'intensità di illuminazione di 1 lux (fig. 2).

Stabilite queste unità di intensità luminose (candela), di flusso luminoso (lumen) e di intensità di illuminazione (lux), qualsiasi misura di intensità di illuminazione viene fatta confrontando con l'oc-

chio la superficie illuminata « incognita » con la superficie avente l'illuminazione standard prima definita. Se le due superfici sono giudicate dall'occhio aventi la stessa intensità di illuminazione, esse avranno lo stesso numero di lux indipendentemente dalle loro caratteristiche spettrali.

I lumen per watt dati da una radiazione monocromatica (e cioè da una radiazione avente una sola lunghezza d'onda) possono essere ricavati osservando la curva fisiologica indicata in fig. 3.

Parametri caratteristici di una fotocellula

La sensibilità di una fotocellula è misurata dalla foto-corrente prodotta da un'intensità luminosa di 1 W, oppure da un flusso di luce di 1 lumen, oppure da una illuminazione di 1 lux. Di solito questa sensibilità viene riferita ad una sorgente di luce di una data **temperatura di colore**. La luce del giorno, per esempio, è ricca di raggi ultravioletti e può quindi dare differenti valori di sensibilità.

Se la fotocorrente cresce linearmente al crescere dell'illuminazione, si suol dire che la fotocellula ha una buona **linearità** o **proporzionalità**.

In alcune fotocellule, viene specificato il valore dell'area sensibile (area del fotocatodo proiettata ad angolo retto rispetto alla direzione della luce incidente) ed allora è facile convertire i $\mu A/lumen$ in $\mu A/lux$.

L. C.

E' stato concluso ad Amburgo un accordo con la Maschinentabrik Augsburg-Nürnberg (M.A.N.) e la Motorenwerke Mannheim (MWM) per l'utilizzazione del brevetto relativo al motore a gas caldo che funziona in base al principio Stirling. Questo motore è riscaldato dall'esterno da un bruciatore. E' data ampia possibilità di scelta per il tipo di combustibile ed è notevolmente ridotta la quantità di gas nocivi di scarico. I motori che funzionano in base al principio Stirling saranno adesso in Germania adattati per la produzione dalla M.A.N. e dalla M.W.M.

selettore VHF a transistor *

ALIMENTAZIONE

Stadio RF 12 V/3 ÷ 9 mA
(a.g.c. 8,5 ÷ 1,5 V)
Stadio Oscill. 12 V/6 mA
Stadio Mescol. 12 V/3,5 mA

DIMENSIONI

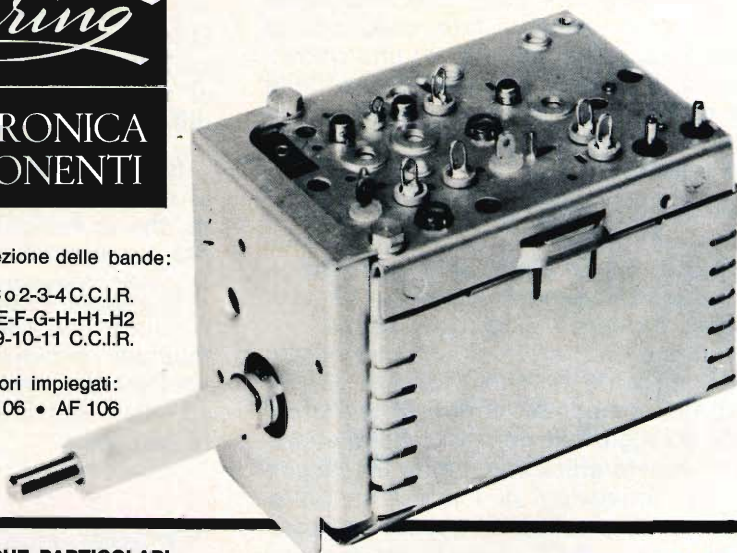
lunghezza mm. 80,5
larghezza mm. 59,25
altezza mm. 68



Consente la ricezione delle bande:

1*: canali A-B-C o 2-3-4 C.C.I.R.
3*: canali D-E-F-G-H-H1-H2
o 5-6-7-8-9-10-11 C.C.I.R.

*** Transistori impiegati:
AF 109 R • AF 106 • AF 106



CARATTERISTICHE PARTICOLARI

Guadagno (1)
Cifra di fruscio
Larghezza di banda RF picco picco
Rejezione immagine
Rejezione frequenza intermedia
Coefficiente di riflessione
Sintonia fine
Stabilità oscillatore
per variazione della tensione di alimentazione del $\pm 10\%$
per variazione della temperatura ambiente di 25°C
Impedenza di ingresso Simmetrica
Asimmetrica

	Banda 1*	Banda 3*
dB	≥ 40	≥ 38
dB	$\leq 5,5$	$\leq 6,5$
MHz	$\leq 5,5$	$\leq 5,5$
dB	≥ 60	≥ 60
dB	≥ 45	≥ 60
%	≤ 40	≤ 40
MHz	$2 \div 4$	$2 \div 4$
kHz	≤ 50	≤ 50
kHz	≤ 200	≤ 200
300 Ohm		
75 Ohm		

(1) Misura effettuata come rapporto tra la tensione presente ai morsetti di antenna e la tensione dello stesso segnale sul secondario del filtro F.I. smorzato con 2700 Ohm; banda F.I. = 6 MHz a 3 dB, insellamento 5%.

Complessi
meccanici
delle
Officine di
Precisione

Antonio Banfi

BARANZATE/MILANO - VIA MONTE SPLUGA 16
20021 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)

Costruzione di grande specializzazione realizzata dalle **Officine Meccaniche Antonio Banfi**

Consente la ricezione dei canali televisivi nella gamma UHF compresa tra 460 e 870 MHz negli standards RAI-C.C.I.R.

sintonizzatore

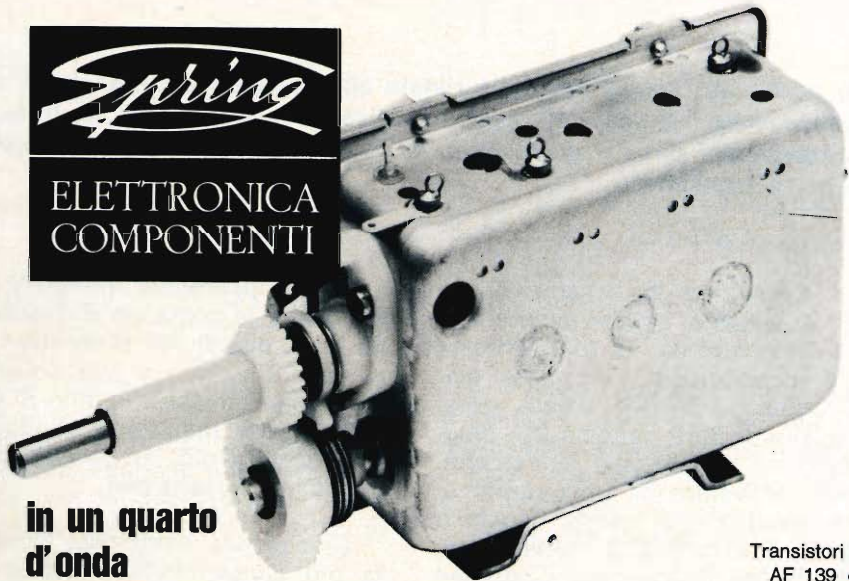
UHF a transistor

ALIMENTAZIONE

Stadio RF 12 V/3,4 mA
Stadio oscill. 12 V/3,6 mA

DIMENSIONI

lunghezza mm. 99,5
larghezza mm. 73,8
altezza mm. 37,5



**in un quarto
d'onda**

Transistori impiegati
AF 139 • AF 139

CARATTERISTICHE PARTICOLARI

Guadagno (1)	dB	≥ 24	≥ 22
Cifra di fruscio	dB	≤ 6,5	≤ 12
Larghezza di banda RF a zero dB	dB	6	9
Rejezione immagine	dB	≥ 60	≥ 50
Rejezione frequenza intermedia	dB	≥ 60	≥ 60
Coefficiente di riflessione	%	≤ 30	≤ 50
Stabilità oscillatore			
per variazione della tensione di alimentazione del 10%	kHz	≤ 100	≤ 100
per variazione della temperatura ambiente di 25 °C	kHz	≤ 500	≤ 500
Irradiazione	µV/m	≤ 100	≤ 100
Sintonia elettronica Tensione Varicap 3÷17 Vcc (tarat. oscill. 10 Vcc)	MHz	2,5	1,8
Impedenza di ingresso Simmetrica	300 Ohm		
Asimmetrica	75 Ohm		
Isolamento verso massa dei morsetti di antenna	1000 Veff.		

(1) Misura effettuata come rapporto tra la tensione presente ai morsetti di antenna e la tensione dello stesso segnale sul secondario del filtro F.I. smorzato con 2700 Ohm; banda F.I. = 6 MHz a 3 dB, insellamento 5%.

**Complessi
meccanici
delle
Officine di
Precisione**

Antonio Banfi BARANZATE/MILANO - VIA MONTE SPLUGA 16
20021 - TEL. 990.1881 - (4 LINEE)

AMPLIFICATORI A LARGA BANDA

Parte II

Dopo aver accennato nel n.° sei della rivista alle caratteristiche generali e aver dato qualche cenno sulle applicazioni degli amplificatori a larga banda, vedremo in questa seconda parte alcuni circuiti di esempio di tali amplificatori, prima equipaggiati a valvole e poi a transistor.

In fig. 4 riportiamo lo schema di un amplificatore a larga banda munito dei dispositivi di correzione. La resistenza di ingresso dell'amplificatore è molto elevata, dell'ordine di 500 k Ω , valore quasi uguale a quello di R₁. Il segnale che deve essere applicato all'ingresso dell'amplificatore, deve provenire da un circuito avente una resistenza di uscita uguale o minore di R₁. Trattandosi di ricevitori televisivi, il circuito che precede l'ingresso è formato dal rivelatore, questo ha una resistenza di uscita dell'ordine dei 3 k Ω .

Come abbiamo già detto, per ottenere una banda di frequenza relativamente larga, si deve fare in modo che le resistenze anodiche R₄ e R₉ abbiano un valore basso. Prendendo come limite superiore di frequenza, il valore di 5 MHz, le resistenze devono avere un valore di 3,5 k Ω . Con questi valori si trova un guadagno di tensione dell'ordine di 15, e di conseguenza il guadagno totale sarà dell'ordine di 200.

Il valore della tensione di uscita V_o da picco a picco deve essere dell'ordine di 100 V e di conseguenza all'ingresso dell'amplificatore, la tensione sarà di 100/200 = 0,5 V.

Negli apparecchi televisivi, è necessario che la domanda di frequenza sia di 10 MHz, quindi per aumentare tale banda si deve ricorrere a due soluzioni. Il primo compromesso è quello di diminuire il valore delle resistenze anodiche R₄ e R₉, ma facendo ciò, si diminuisce anche il guadagno di tensione.

La seconda soluzione, e pensiamo sia la più consigliabile è quella di aggiungere al circuito dei dispositivi di correzione come le bobine L₁ - L₄ senza modificare il valore delle resistenze anodiche. Le bobine montate in questo circuito sono munite di un nucleo in ferrite, regolabile che permette di modificare il loro coefficiente di autoinduzione.

Prendiamo ora in considerazione le curve di fig. 5; su questo diagramma, sono riportate in ascissa, le frequenze in MHz per valori da 1 MHz a 15 MHz e in ordinata i valori del guadagno relativo H da 0,5 a 1,1. Questo fattore può essere definito dalla formula seguente:

$$H = \frac{\text{guadagno a una frequenza qualunque } f}{\text{guadagno a una frequenza } f_0}$$

Facciamo ora un esempio pratico; prendiamo per f_0 un valore di 1 MHz, quando il guadagno alla frequenza $f = 10$ MHz è $9/10$ di quella di $f = f_0 = 1$ MHz, si ottiene sulla curva D il punto X_0 e X_1 rispettivamente per 1 MHz e 10 MHz (ordinata 0,9). Si deve ricordare che il guadagno relativo è proporzionale al guadagno reale,

Il miglioramento ottenuto si può riscontrare dal diagramma di fig. 5, in quanto, aggiungendo al circuito una sola bobina regolata in modo conveniente, si può passare dalla curva E alla curva D, mentre con due o più bobine si avranno delle curve come quelle contrassegnate con C, B e A.

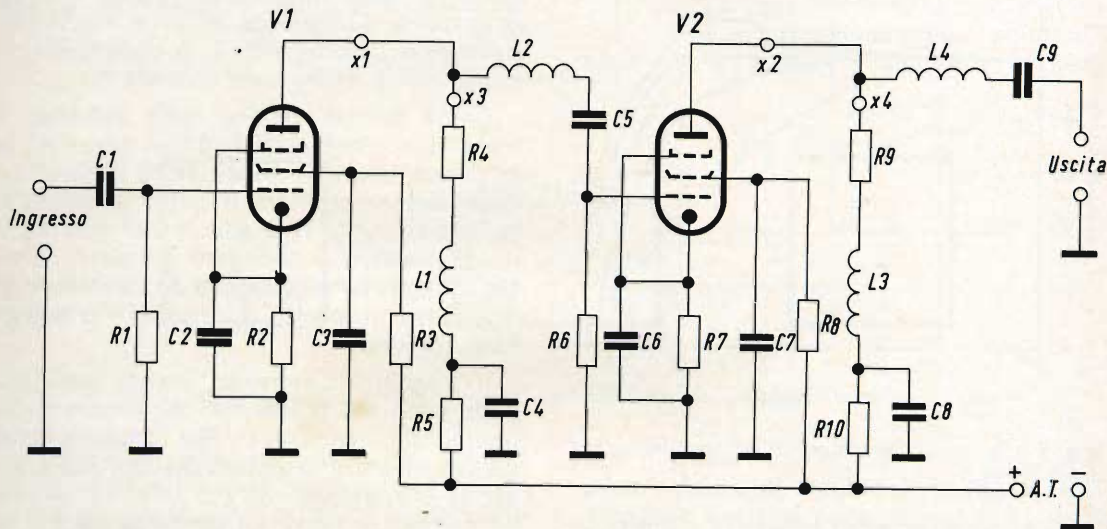


Fig. 4 - Schema elettrico di un amplificatore a larga banda a valvole.

questo quando rispetto alla tensione di uscita V_u , la tensione d'ingresso V_i è mantenuta costante a tutte le frequenze. Quando le bobine vengono eliminate, e di conseguenza non vi è più alcuna correzione, si ottengono le curve D ed E di fig. 5.

Una curva simile alla curva E, può essere ottenuta anche montando le resistenze R_4 e R_8 dell'ordine di 3 k Ω , questa come si può vedere non è lineare, in quanto il guadagno a 10 MHz scende a circa 0,72 (punto X_2).

Sostituendo le due resistenze da 3 k Ω con altre resistenze da 2 k Ω , il guadagno relativo a 10 MHz migliorerà fino a raggiungere il valore di 0,9 (punto X_1), ma diminuirà il guadagno in tensione su tutte le frequenze.

È consigliabile dunque tenere per le resistenze R_4 e R_8 dei valori di 3 o 3,5 k Ω e inserire nei circuiti delle bobine di correzione.

Si deve notare che fra le curve segnate sul diagramma di fig. 5 la migliore è la C in quanto il suo andamento non supera il valore 1 del guadagno relativo.

Circuito a transistor

In fig. 6 è riportato un circuito a transistor a collegamento RC di un amplificatore a larga banda.

Anche in questo circuito, come avevamo fatto nel circuito a valvole, inserendo delle bobine di correzione nei punti adatti, si aumenterà la larghezza di banda alle frequenze alte. In alcuni circuiti è indispensabile avere un circuito d'ingresso con una resistenza elevata per non smorzare il circuito che lo precede.

Prendiamo ora in considerazione la figura 7. La resistenza di uscita R_9 del circuito che precede l'amplificatore ha una influenza notevole sul suo funzionamento. Infatti osservando il circuito si può notare che, collegando l'uscita del generatore all'ingresso dell'amplificatore, praticamente

si collega la resistenza R_v in parallelo alla R_g . Se prendiamo per esempio una resistenza R_g di 2000Ω e la mettiamo in parallelo a una R_i di 200Ω , otteniamo una resistenza da 180Ω circa; quindi il funzionamento del generatore verrà molto alterato e talvolta è reso impossibile.

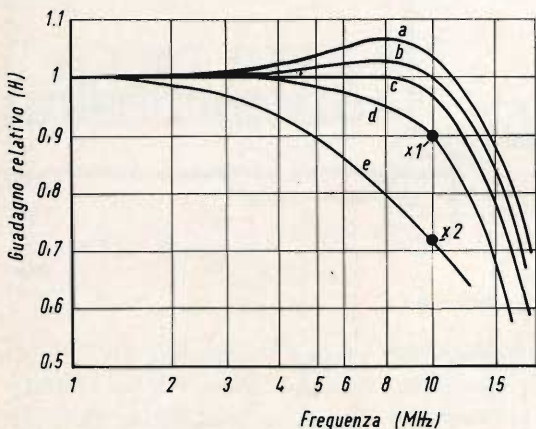


Fig. 5 - Curve del guadagno di un amplificatore a larga banda.

Quando invece la resistenza d'ingresso dell'amplificatore è di $200 \text{ k}\Omega$ o più, mettendola in parallelo a $2 \text{ k}\Omega$ si ottiene una resistenza di circa $2 \text{ k}\Omega$ e quindi si avrà un corretto funzionamento del circuito.

surata fra base ed emettitore è molto bassa, dell'ordine del centinaio di ohm e quindi non è adatta al nostro circuito e si deve così trovare un circuito che abbia una resistenza d'ingresso elevata.

A questo scopo si deve impiegare un montaggio a collettore comune. In fig. 6 abbiamo riportato un circuito di amplificatore a larga banda avente una elevata resistenza d'ingresso; esso è realizzato montando il transistor T_1 a collettore comune e T_2 a emettitore comune.

Come si può vedere dallo schema, il transistor d'ingresso T_1 è del tipo PNP e di conseguenza la tensione di emettitore deve essere positiva rispetto al collettore. Il transistor T_1 è alimentato con 12 V il cui positivo è collegato a massa, mentre il negativo è collegato direttamente al collettore in quanto il circuito è a collettore comune.

Il segnale d'ingresso viene applicato sulla base del transistor per mezzo della bobina di correzione L_1 . Per ottenere delle giuste tensioni di polarizzazione sulla base, si è impiegato un partitore di tensione composto da due resistenze da $2,2 + 2 \text{ k}\Omega$ collegate dal lato del positivo a massa della tensione di alimentazione, e da una resistenza da $12 \text{ k}\Omega$ collegata al polo negativo.

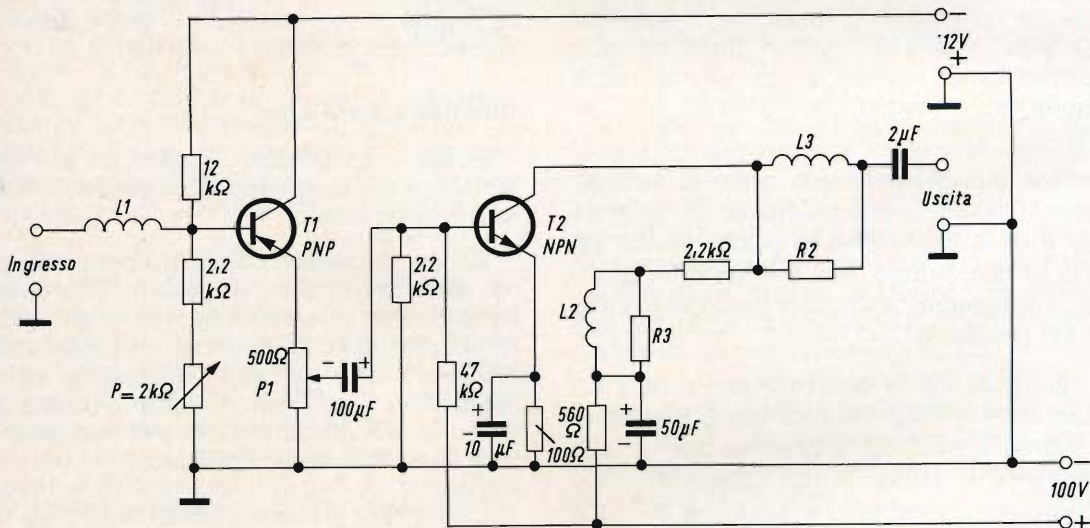


Fig. 6 - Schema elettrico di un amplificatore a larga banda a transistor.

Consideriamo ora un circuito a transistor con montaggio a emettitore comune; la resistenza d'ingresso del transistor mi-

Il transistor T_1 amplifica il segnale di ingresso, e ai capi della resistenza da $500 \text{ k}\Omega$ di emettitore si ritrova il segnale

amplificato. Con questo particolare montaggio si è ottenuto una resistenza d'ingresso elevata fra la base e la massa, rispondendo così ai requisiti richiesti.

Bisogna tener presente che la resistenza da 2,2 k Ω in serie con il potenziometro da 2 k Ω , fa parte del circuito che precede l'amplificatore. La resistenza d'ingresso posta sulla base è dell'ordine di 20 k Ω , così il circuito considerato è come se avesse una resistenza di circa 3 k Ω (cioè

collegato al polo positivo dell'alimentazione attraverso le resistenze da 2,2 k Ω e 560 Ω .

Come si può vedere dalla fig. 6, sul circuito di collettore si trovano degli elementi simili a quelli che si trovano sul circuito a valvole rappresentato in fig. 4.

Le due bobine di correzione L_2 e L_3 sono chiamate rispettivamente « shunt » e « serie »; la prima è collegata in serie

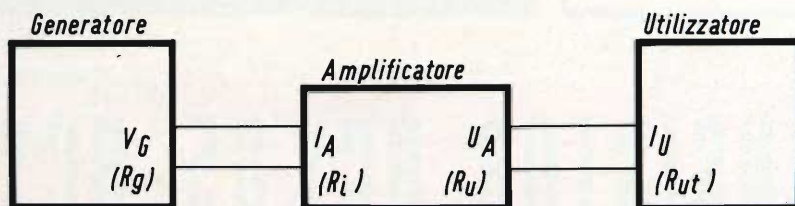


Fig. 7 - Schema base di montaggio dell'amplificatore al generatore e all'utilizzatore.

il parallelo delle resistenze da 4,2 k Ω , 12 k Ω e 20 k Ω); questo valore può essere ancora variato per mezzo del potenziometro P da 0 a 2 k Ω .

All'uscita del generatore si avrà una resistenza dell'ordine di 2 ÷ 3 k Ω .

Il transistor T_2 del secondo stadio è del tipo NPN, riceve il segnale sulla base attraverso il potenziometro P_1 da 500 Ω e il condensatore da 100 μ F. L'elettrodo di base è polarizzato per mezzo della resistenza da 2,2 k Ω verso massa e da una resistenza da 47 k Ω verso il polo positivo di una sorgente di alimentazione di 100 V.

In questo caso, essendo il transistor del tipo NPN, il polo negativo è collegato a massa e quindi anche al polo positivo della prima sorgente di alimentazione da 12 V. La resistenza d'ingresso sulla base del transistor T_2 è dell'ordine del centinaio di ohm.

Un'esatta polarizzazione dell'emettitore del transistor T_2 , può essere ottenuta per mezzo di una resistenza di 100 Ω shuntata da un condensatore da 10 μ F, collegato al polo negativo di massa dell'alimentazione a — 100 V.

Siccome il collettore deve essere positivo rispetto all'emettitore, deve essere

con il carico resistivo formato dalla resistenza da 2,2 k Ω mentre la seconda è collegata in serie al collegamento che porta all'uscita dell'amplificatore.

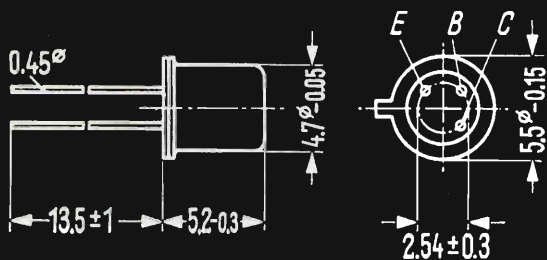
L'effetto delle bobine L_2 e L_3 viene attenuato per mezzo delle resistenze R_2 e R_3 , aventi un valore di circa 10 k Ω , per evitare che il guadagno superi certi limiti dando luogo a delle curve come quelle di fig. 5A e B. A questo scopo si utilizzano delle resistenze variabili che permettono di trovare i risultati migliori più facilmente.

Proseguendo l'esame del circuito di fig. 6, notiamo che la resistenza da 560 Ω e il condensatore da 50 μ F formano un circuito di disaccoppiamento.

Il potenziometro P da 2 k Ω serve alla regolazione del punto di funzionamento del transistor T_1 in quanto il valore del potenziometro determina la polarizzazione della base.

Il potenziometro P_1 serve invece alla regolazione progressiva del guadagno. Come si può vedere, tutta la tensione di uscita di Q_1 si ritrova ai capi del potenziometro P_1 mentre la posizione del cursore di questo potenziometro determina la frazione della tensione trasmessa al transistor dello stadio successivo.

**NUOVI
COMPONENTI**



TRANSISTOR BCY 65 - BCY 66

Sia il BCY65 che il BCY66 sono transistor NPN al silicio realizzati con la tecnica planare epitassiale, adatti per impieghi in B.F.

Normalmente essi vengono inseriti in un contenitore tipo TO-18, il quale è connesso elettricamente con il collettore.

Il BCY65 risulta particolarmente indicato come stadio di ingresso e stadio pilota e per tensioni elevate. Anche il BCY66 è indicato come stadio di ingresso e stadio pilota, dove si fa apprezzare specialmente per il basso livello di rumore

BCY 65

Valori massimi

Tensione collettore-emettitore (base aperta)	V_{CE0}	60 V
Tensione emettitore-base (collettore aperto)	V_{EB0}	7 V
Corrente di collettore	I_c	200 mA
Temperatura di giunzione	T_j	200 °C
Potenza totale dissipata	P_{tot}	1 W

Proprietà importante di questo transistor è la divisione in raggruppamenti secondo il guadagno di corrente, indicati con i numeri romani.

La tabella qui sotto riporta dapprima i valori del guadagno h_{FE} in corrente continua, misurato al variare della corrente di collettore; quindi vengono riportati i valori tipici e limite del guadagno dinamico h_{21e} .

		Gruppo VII	Gruppo VIII	Gruppo IX	Gruppo X
$h_{FE} a$	0,01	90	115	150	225
$I_c = \text{mA}$	} 2 20 100	180	230	290	450
$V_{ce} = 5 \text{ V}$		225	280	350	540
		210	250	300	450
$h_{21e} a$					
$I_c = 2 \text{ mA}$		200	260	330	520
$V_{ce} = 5 \text{ V}$		(125 ... 250)	(175 ... 350)	(250 ... 500)	(350 ... 700)
$f = 1 \text{ MHz}$					

Caratteristiche statiche

Tensione di saturazione collettore-emettitore (a $I_c = 10$ mA; $h_{FE} = 20$)	C_{CEsat}	0,09 V
Tensione di saturazione base-emettitore (a $I_c = 10$ mA; $h_{FE} = 20$)	V_{BEsat}	0,7 V
Corrente di cutoff collettore-base (a $V_{CBO} = 60$ V; $T_{amb} = 150$ °C)	I_{CBO}	0,2 μ A
Corrente di cutoff emettitore-base (a $V_{EBO} = 5$ V)	I_{EBO}	< 10 nA

Caratteristiche dinamiche

Prodotto guadagno larghezza di banda (a $I_c = 10$ mA; $V_{CE} = 5$ V; $f = 100$ MHz)	f_T	300 MHz
Capacità collettore-base (a $V_{CBO} = 10$ V; $f = 1$ MHz)	C_{CBO}	3,7 pF
Capacità emettitore-base (a $V_{EBO} = 0,5$ V; $f = 1$ MHz)	C_{EBO}	10 pF
Figura di rumore (a $I_c = 0,2$ mA; $V_{CE} = 5$ V; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 200$ Hz)	F	2 (< 6) dB

BCY 66

Valori massimi

Tensione collettore-emettitore (base aperta)	V_{CEO}	45 V
Tensione collettore-base (emettitore aperto)	V_{CBO}	45 V
Tensione emettitore-base (collettore aperto)	V_{EBO}	7 V
Corrente di collettore	I_c	200 mA
Temperatura di giunzione	T_j	200 °C
Potenza totale dissipata	P_{tot}	1 W

Caratteristiche statiche

Guadagno di corrente (misurato a $V_{CE} = 5$ V e al variare di I_c)	h_{FE}	150 a $I_c = 0,01$ mA 290 a $I_c = 2$ mA 350 a $I_c = 20$ mA 300 a $I_c = 100$ mA
Tensione di saturazione collettore-emettitore (a $I_c = 10$ mA; $h_{FE} = 20$)	V_{CEsat}	0,09 V
Tensione di saturazione base-emettitore (a $I_c = 10$ mA; $h_{FE} = 20$)	V_{BEsat}	0,7 V
Corrente di cutoff collettore-base (a $V_{CBO} = 45$ V; $T_{amb} = 150$ °C)	I_{CBO}	0,2 (< 10) μ A
Corrente di cutoff emettitore-base (a $V_{EBO} = 5$ V)	I_{EBO}	10 nA

Caratteristiche dinamiche

Guadagno di corrente (a $I_c = 2$ mA; $V_{CE} = 5$ V; $f = 1$ kHz)	h_{21e}	330
Prodotto guadagno larghezza di banda (a $I_c = 10$ mA; $V_{CE} = 5$ V; $f = 100$ MHz)	f_T	300 MHz
Capacità collettore-base ($V_{CBO} = 10$ V; $f = 1$ MHz)	C_{CBO}	3,7 (< 6) pF
Capacità emettitore-base ($V_{EBO} = 0,5$ V; $f = 1$ MHz)	C_{EBO}	3,7 (< 6) pF
Figura di rumore (a $I_c = 0,2$ nA; $V_{CE} = 5$ V; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 200$ Hz)	F	1,2 (< 2) dB
Figura di rumore (a $I_c = 10$ μ A; $V_{CE} = 5$ V; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 200$ Hz)	F	1,8 dB

**NOVITÀ
TECNOLOGICHE**

INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI

Con questo articolo vogliamo fare una breve introduzione alla tecnica dei circuiti integrati descrivendo brevemente i vari sistemi per realizzare i più diversi circuiti in un solo contenitore; ci occuperemo così degli stadi accoppiati in continua, dei circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi e degli amplificatori differenziali.

Un recente orientamento della tecnica spinge, dato il basso prezzo dei componenti attivi, a ridurre per mezzo di questi ultimi il numero di alcuni tipi di componenti passivi; ciò allo scopo di ottenere una più facile riproducibilità ed un minor tempo di realizzazione unitamente ad una maggiore sicurezza di funzionamento.

Tale orientamento, per il fatto che spesso un componente attivo è più economicamente integrabile di uno passivo e inoltre per l'attuale impossibilità di integrare determinati componenti come induttori, è portato al suo limite estremo nella tecnica dei circuiti integrati. In seguito a ciò, il circuito integrato ha assunto nella maggior parte dei casi una configurazione circuitale piuttosto complessa.

Tale complessità è inoltre aumentata dalla possibilità di realizzare, senza considerevole aumento di prezzo, circuiti con un alto numero di componenti attivi; ciò ha portato, al fine di aumentarne le prestazioni globali, all'integrazione, assieme al circuito che potremmo definire principale, anche di altre parti che hanno funzioni ausiliarie, quali per esempio l'alimentatore stabilizzato.

Si è cercato d'altra parte di trarre profitto delle caratteristiche peculiari dei circuiti integrati, quali la possibilità di realizzare nel medesimo chip componenti di caratteristiche pressoché identiche. Questo ha portato il progettista a cercare di trarre il massimo vantaggio dalla costanza tra i rapporti dei parametri dei componenti piuttosto che puntare sul valore assoluto dei medesimi; per questa ragione fondamentale spesso, un normale sta-

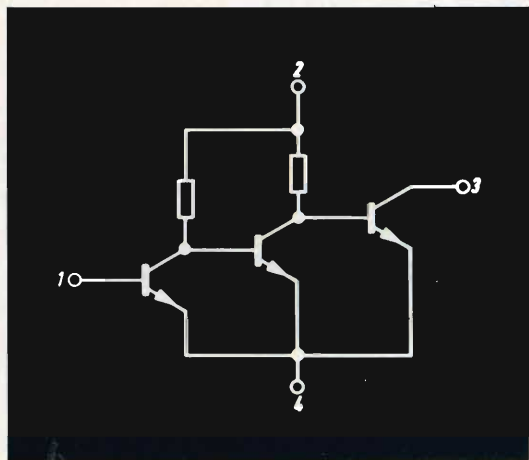


Fig. 1 - L'accoppiamento in continua nel TAA 263.

dio amplificatore realizzabile con un transistor, viene sostituito dalla coppia simmetrica di transistori formanti un amplificatore differenziale. Per le sue ragioni i circuiti integrati possono risultare a prima vista quasi incomprensibili, o

mente di esaminare tutte le configurazioni circuitali possibili, ci auguriamo soltanto che l'esposizione di quelle più comunemente usate, possa costituire un utile supporto al progettista chiamato per la prima volta ad usare i circuiti integrati.

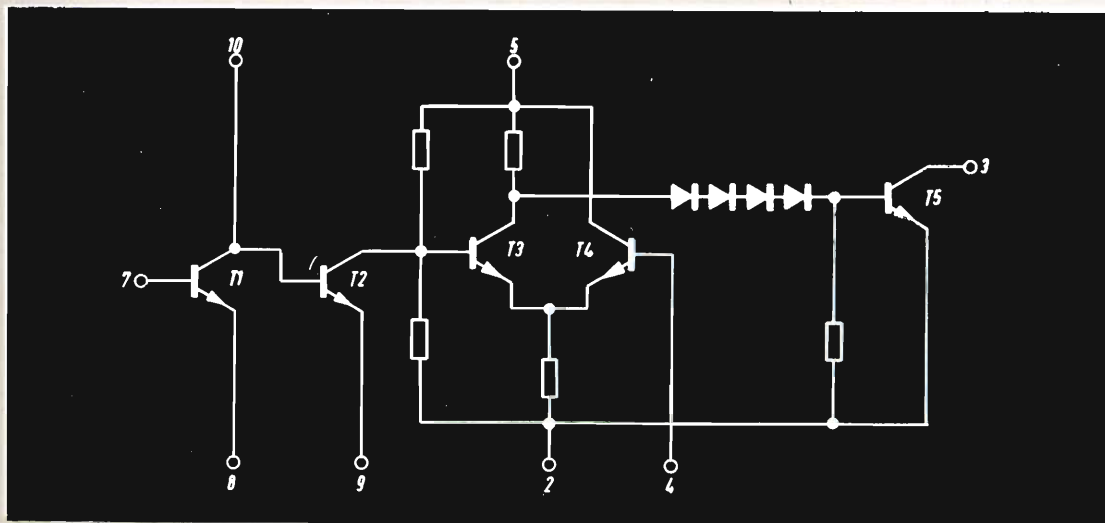


Fig. 2 - L'accoppiamento in continua nel TAA 310.

almeno fanno spesso pensare ad una complicazione funzionale sicuramente maggiore di quanto non sia in realtà.

Se da una parte è vero che un giorno lo specialista dei sistemi si servirà con disinvoltura dei circuiti integrati, trattandoli come classici « black-boxes », è d'altra parte del tutto comprensibile che nella fase iniziale il tecnico che ha usato fino ad ora i transistori, desideri chiarire, almeno in prima approssimazione, le funzioni dei vari componenti dei quali è costituito il circuito integrato che si sta accingendo ad usare.

Tale esigenza è inoltre resa perfettamente lecita dal fatto che spesso i circuiti integrati sono dotati di un notevole numero di gradi di libertà, caratteristica questa dalla quale è possibile trarre vantaggio solamente conoscendo il funzionamento di tutte le parti del circuito.

Per questa ragione in questo capitolo ci siamo preposti lo scopo di rendere intelligibile le strutture più elementari dei circuiti integrati; senza pretendere ovvia-

Stadi accoppiati in continua

Una caratteristica comune a tutti i circuiti integrati è lo accoppiamento in continua tra i vari stadi. Tale accoppiamento è necessario, almeno per le frequenze meno elevate, per la impossibilità di ricorrere a condensatori con elevato valore di capacità; è senz'altro vantaggioso in tutti i casi in quanto il circuito risulta più semplice e di più larga utilizzazione. Il modo più semplice per realizzarlo è illustrato nella fig. 1 (TAA 263).

In questo circuito la tensione di collettore dei primi due transistori è la V_{be} dello stadio successivo, cioè circa $0,6 \div 0,7$ V.

Occorre quindi, perché non vi sia distorsione e tanto meno limitazione d'ampiezza, che il segnale al collettore dei primi due transistori sia sufficientemente piccolo.

Non sempre però questa condizione si potrà verificare, per cui si renderanno necessari circuiti interstadiali più complicati.

Il potenziale in c.c. del collettore può essere mantenuto ad un livello più elevato

ricorrendo ad una separazione mediante diodi in serie come in fig. 2. (TAA 310).

Essi consentono infatti di mantenere tra l'uscita di uno stadio e l'entrata del successivo, una differenza di potenziale

Supponiamo, per chiarire quanto detto, di dovere collegare due punti A e B di un circuito, mantenendo tra di essi una d.d.p. di ad esempio 3 V.

Questo potrà essere fatto o con una ca-

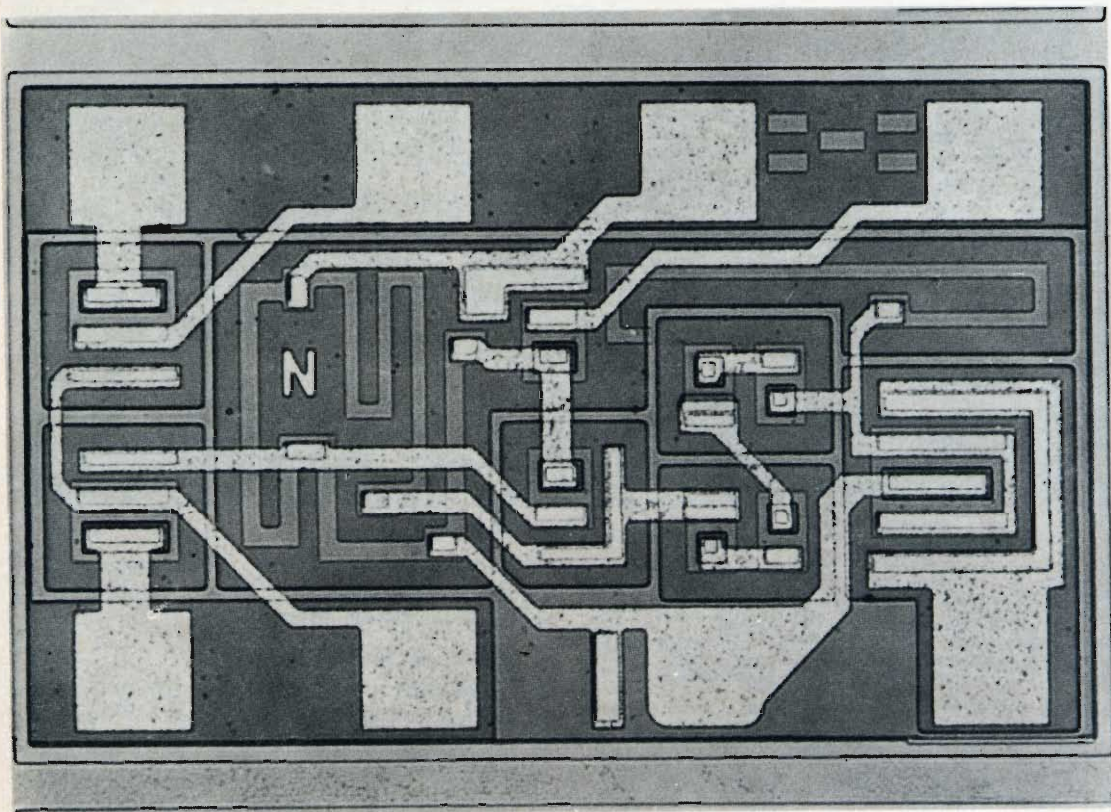


Fig. 2a - Microfotografia del circuito integrato TAA 310.

pari a n volte la caduta statica in ciascun diodo (n = numero dei diodi), presentando nello stesso tempo una bassa resistenza di accoppiamento per i segnali c.a. ($R_{c.a.} = n R_{differenziale}$).

L'accoppiamento mediante una catena di diodi consente inoltre il risparmio della resistenza o del partitore di polarizzazione: la corrente di base del transistor posto a valle viene infatti ancora prelevata dal collettore dello stadio precedente come nel caso della fig. 1.

In modo sostanzialmente analogo si può fare uso di un transistor opportunamente polarizzato, disposto trasversalmente.

tena di diodi, come già detto precedentemente, o disponendo tra detti punti un transistor, come in fig. 3.

Perché questo transistor conduca occorre solamente che nel punto A sia disponibile una corrente I tale che:

$$I = I_c + I_1$$

$$I_1 = I_b + I_2$$

$$I_2 = \frac{V_{be}}{R_2}$$

$$\begin{aligned} V_{ce} = V_{AB} &= I_1 R_1 + I_2 R_2 = \\ &= (I_b + I_2) R_1 + I_2 R_2 = \\ &= I_2 (R_1 + R_2) + I_b R_1 \end{aligned}$$



PHILIPS biblioteca tecnica

**RADIO · BASSA FREQUENZA · REGISTRAZIONE · ELETTRONICA NUCLEARE
ELETTRONICA INDUSTRIALE E PROFESSIONALE · TELEVISIONE · RAGGI X
SEMICONDUTTORI · ILLUMINAZIONE · DIVULGAZIONE MISCELLANEA · RIVISTE**



**DIODES ET TRANSISTORS
LES TRANSISTORS
EN AUDIOFREQUENCE**
G. Fontaine



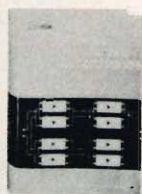
**TEORIA E PRATICA
DEI DISPOSITIVI FOTOSENSIBILI**
H. Carter e M. Donker



**DESIGNING TRANSISTOR I. F.
AMPLIFIERS**
W. Th. Helleirsch



**LE DEPANNAGE
DES RADIODÉPLETEUR
A TRANSISTORS**
M. Rognon e P. Duru



**THEORIE ET PRATIQUE
DES CIRCUITS ELECTRONIQUES**
L. Q. Orsini



**INTRODUZIONE AL SERVIZIO
DELLA TELEVISIONE A COLORI**
W. Hartwich



**CALCULATRICES ELECTRONIQUES
NUMERIQUES**
G. Haas



**TELEVISION IN EDUCATION
AND TRAINING**
D. A. de Korte



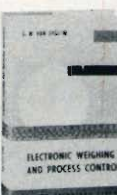
PUBLIC LIGHTING
J. B. de Boer - editor



L'ECLAIRAGE DANS LA MAISON
J. Boud



**MEASURING AND TESTING WITH
SQUARE WAVE SIGNALS**
W. Schultz



**ELECTRONIC WEIGHING
AND PROCESS CONTROL**
G. W. van Santen

I volumi della Biblioteca Tecnica PHILIPS, oltre un centinaio di titoli, sono stati scritti da esperti nei rispettivi settori e rappresentano i testi più aggiornati attualmente disponibili per i tecnici interessati alle più recenti applicazioni dei vari settori.

RICHIEDETE IL CATALOGO COMPLETO DELLA: BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS

PHILIPS S.p.A. - Biblioteca Tecnica
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 MILANO - Tel. 6994

Filiali in: BARI - BOLOGNA - BOLZANO - CAGLIARI - FIRENZE -
GENOVA - NAPOLI - PADOVA - PALERMO - ROMA - TORINO - TRIESTE

Se la corrente I_2 è sufficientemente grande rispetto alla I_b , in modo che quest'ultima possa venire trascurata, otteniamo:

$$V_{ce} = V_{AB} \approx I_2 (R_1 + R_2) = \\ = V_{be} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = k V_{be}$$

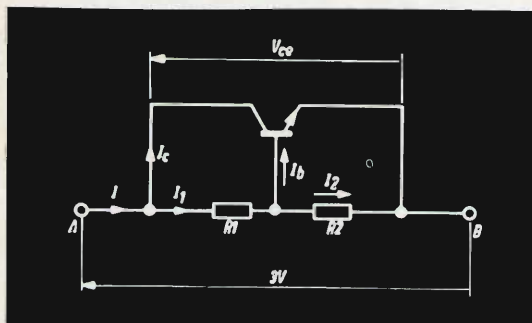


Fig. 3 - Stabilizzazione di tensione con un transistor.

Otteniamo quindi, in ultima analisi, una caratteristica V_{ce} completamente analoga a quella V_{be} del transistor, ma traslata di k volte rispetto ad essa.

È quindi chiaro che questo caso, se k è un numero intero, è completamente ana-

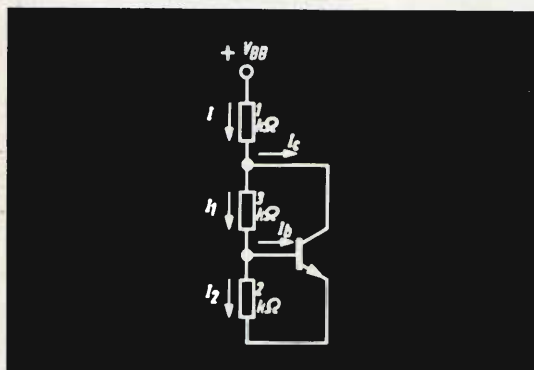


Fig. 4 - Esempio di stabilizzazione di tensione con un transistor.

logo a quello realizzabile con una catena di un numero K di diodi.

Ancora, come visto precedentemente, la corrente I potrà essere la corrente continua disponibile dal circuito nel punto A, o anche una corrente « ausiliaria » prelevata da un qualsiasi punto del circuito.

Dei due metodi visti, il secondo, oltre ad essere in certi casi più economicamente realizzabile del primo, offre una certa stabilizzazione della tensione al variare della alimentazione.

Se infatti nel caso della catena dei diodi, conseguentemente ad una variazione

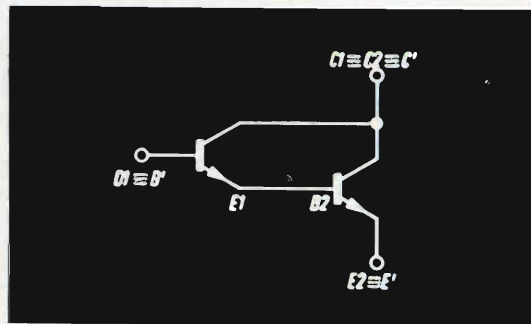


Fig. 5 - Collegamento « Darlington » di due transistori bipolari.

della tensione di alimentazione e quindi della corrente, dobbiamo attenderci una variazione $n \Delta V_{be}$ (n = numero dei diodi; ΔV_{be} = variazione di V_{be} conseguente ad una variazione di corrente), nel caso del transistor abbiamo sì una certa variazione di V_{ce} , però certamente minore.

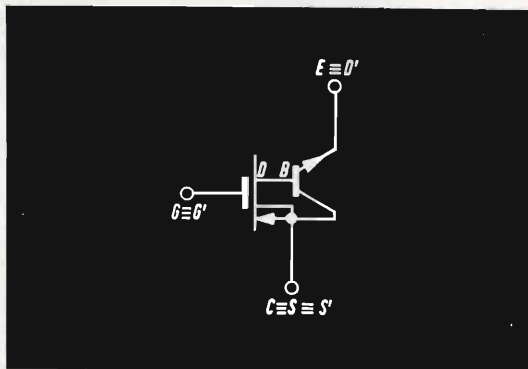


Fig. 6 - Collegamento diretto di un transistor MOS e di uno bipolare.

Ogni variazione della corrente I (fig. 3), corrispondente a variazioni della tensione di alimentazione, si ripercuote infatti principalmente sulla I_c ; la I_2 rimane praticamente inalterata e così la V_{be} .

Chiariamo quanto detto con un esempio esaminando il circuito di fig. 4.

A) $V_{BB} = 12 \text{ V}$

$$I = \frac{V_{BB} - V_{ce}}{1.000}$$

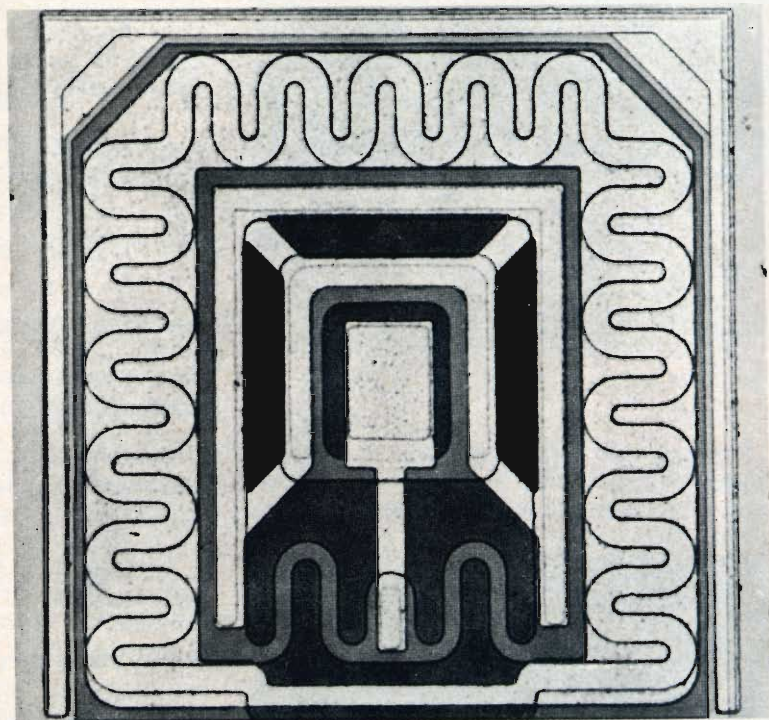
$$V_{ce} = kV_{be} \approx 1,5 \text{ V}$$

$$I = \frac{12 - 1,5}{1.000} = 10,5 \text{ mA}$$

La tensione V_{ce} diventa esattamente proporzionale alla tensione di alimentazione.

Anche in questo caso si nota una differenza con il caso della catena di diodi, dove, se la V_{BB} e quindi la corrente cade oltre un certo limite, non si ha la condu-

Fig. 6a - Microfotografia del circuito integrato TAA 320.



Trascurando la I_B :

$$I_1 \approx I_2 = \frac{V_{be}}{2.000} \approx 0,3 \text{ mA}$$

$$I_c = 10,5 - 0,3 \approx 10,2 \text{ mA}$$

B) $V_{BB} = 9 \text{ V}$

$$I = \frac{9 - 1,5}{1.000} = 7,5 \text{ mA}$$

$$I_1 \approx I_2 \approx 0,3 \text{ mA}$$

$$I_c = 7,5 - 0,3 = 7,2 \text{ mA}$$

Per $V_{bb} \leq 1,8 \text{ V}$ il transistorore non regala più; in questo caso $I_c = 0$.

zione dei diodi e quindi il circuito risulta aperto.

Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi

Esamineremo in questo paragrafo due tipi di connessioni tra elementi attivi, la prima tra due transistorori bipolari, la seconda tra un transistorore MOS e un transistorore bipolare.

Tali configurazioni hanno in comune la caratteristica di dare origine ad un elemento composto che presenta completa analogia di funzionamento con uno dei suoi componenti, nel primo caso con un

transistore bipolare, nel secondo con un transistore MOS.

La prima di queste connessioni è ottenuta unendo insieme i due collettori e alimentando direttamente la base del secondo transistore mediante l'emettitore del primo.

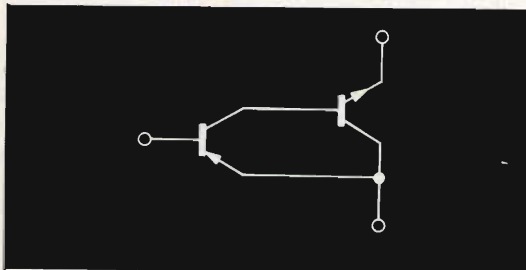


Fig. 7 - Collegamento di due transistori bipolari equivalenti a quella tra un MOST e un bipolare, come in fig. 6.

Tale connessione è universalmente conosciuta sotto il nome di Darlington (figura 5).

Siccome il funzionamento di questa coppia è identico al funzionamento di un solo transistore, otteniamo in tal modo

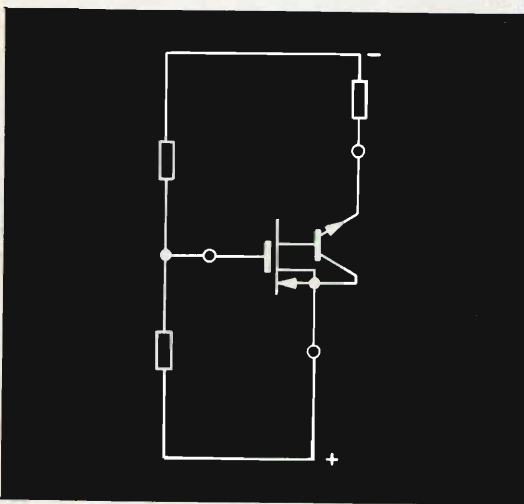


Fig. 8 - Aumento della transconduttanza del MOST tramite emitter follower.

un nuovo transistore (transistore composito) del quale indicheremo con E' B' C' rispettivamente l'emettitore, la base, il collettore.

Questo tipo di connessione permette di ottenere un guadagno di corrente molto alto.

Il guadagno di corrente in corto circuito del transistore composito è infatti approssimativamente uguale al prodotto dei β dei due transistori.

In molti casi esso può essere usato molto semplicemente al posto di un solo transistore, con un aumento del guadagno.

In questo caso si ottiene anche il vantaggio di avere una alta impedenza d'ingresso e una bassa d'uscita.

I nuovi parametri h per questo tipo di transistore sono:

$$H_{11} \cong h_{11} + h'_{11} h_{21}$$

$$H_{12} \cong h'_{11} h_{22}$$

$$H_{21} \cong h_{21} h'_{21}$$

$$H_{22} \cong h'_{22} + h_{22} h'_{21}$$

(h_{ik} , h'_{ik} = parametri h dei due singoli transistori).

Esamineremo ora il secondo tipo di connessione, quella cioè tra un transistore MOS e un transistore bipolare.

Questo tipo di connessione, con l'aggiunta di una resistenza di cui vedremo in seguito la ragione, dà origine al circuito integrato TAA 320.

Il circuito fondamentale è quello in fig. 6.

Chiaramente questo tipo di circuito presenta una grande analogia con il transistore composito Darlington. Se consideriamo infatti gate, source e drain del MOST equivalenti nell'ordine alla base, emettitore e collettore di un transistore p-n-p, otteniamo l'equivalenza con il circuito di fig. 7.

Lo scopo di accoppiare un MOST ad un transistore bipolare va ricercato nell'esigenza di aumentare la transconduttanza del primo. Supponiamo infatti di collegare ad emitter follower il transistore bipolare (fig. 8).

In questo modo il transistore non presenta guadagno di tensione, ma solo gua-

dagno di corrente. Essendo per il MOST valida la relazione:

$$I_D = g_m V_{GS}$$

è chiaro che a parità di V_{GS} otteniamo una $I_D \beta$ volte maggiore che non nel caso del singolo MOST, quindi una g_m analogamente aumentata. Risulterà chiaro che il circuito esaminato ha un comportamento completamente equivalente a quello di un MOST, con in più il vantaggio di avere ottenuto un forte incremento della transconduttanza.

L'amplificatore differenziale

L'elemento circuitale più usato come componente dei circuiti integrati lineari, è senz'altro la coppia di transistori collegata simmetricamente a formare un amplificatore differenziale.

Le ragioni di tale successo vanno ricercate, da una parte nella sua estrema versatilità d'impiego, dall'altra nel fatto che la sua realizzazione è ottimamente congeniale alla tecnica integrata.

L'amplificatore differenziale esplica principalmente la funzione di amplificare la differenza tra due segnali di ingresso, indipendentemente dal loro valore assoluto.

Esistono due modi di pilotaggio di un differenziale: il primo modo (modo comune), si attua mandando agli ingressi due segnali in fase tra di loro (in questo caso si definirà un segnale di ingresso a modo comune come la semisomma dei segnali di ingresso), il secondo (modo differenziale), si attua mediante due segnali in opposizione di fase, la cui semidifferenza costituisce il segnale di ingresso a modo differenziale. In entrambi i casi si definisce un guadagno di tensione: nel primo, guadagno a modo comune A_{cc} , nel secondo, guadagno a modo differenziale A_{dd} .

Agli ingressi di un differenziale potranno essere contemporaneamente presenti entrambi i segnali, e a modo comune, e a modo differenziale; è chiaro allora che, se l'amplificatore fosse ideale, non dovrebbe esserci interazione fra i due segnali; in altre parole il guadagno A_{cc} do-

vrebbe essere completamente indipendente da quello A_{dd} .

Un primo modo per realizzare un differenziale potrebbe essere come illustrato in fig. 9, con uscita simmetrica tra i due collettori.

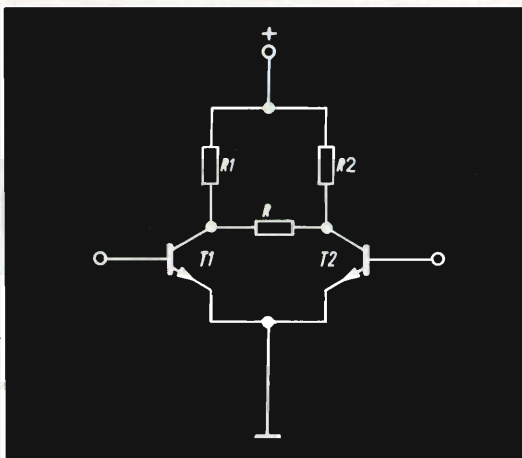


Fig. 9 - Prima realizzazione di un amplificatore differenziale.

In questo modo si ha in effetti la completa indipendenza tra i due guadagni A_{cc} e A_{dd} ; si ha inoltre una perfetta uguaglianza tra i medesimi.

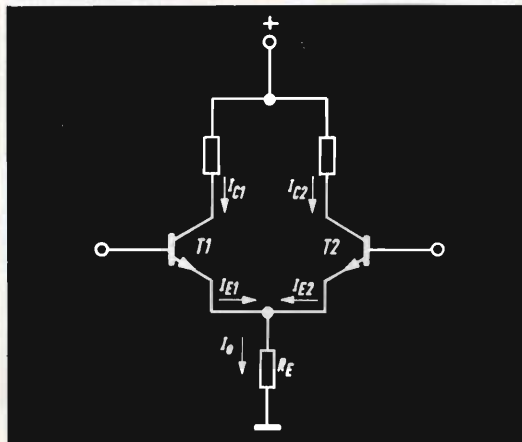


Fig. 10 - Realizzazione dell'amplificatore differenziale.

Ciò è un inconveniente da cui è immune l'amplificatore rappresentato in fig. 10, esso infatti è tale da avere un certo guadagno per un segnale a modo differenziale

e un certo guadagno molto minore (o addirittura un'attenuazione) per un segnale a modo comune.

In questo modo si è dunque realizzata, e vedremo tra un attimo come, una via preferenziale di guadagno; da questo fatto si trae in effetti un grosso vantaggio, al punto che questa è forse la caratteristica più largamente positiva dell'amplificatore differenziale.

Vediamo ora di spiegarci quanto detto finora, la ragione cioè del diverso comportamento dell'amplificatore all'applicazione di un segnale a modo comune o di uno a modo differenziale.

Esaminiamo innanzitutto il secondo caso.

Se alle basi di T_1 e T_2 vengono applicati contemporaneamente due segnali in opposizione di fase, avremo ad esempio un aumento della corrente di collettore I_{C1} di T_1 ed una diminuzione di quella I_{C2} di T_2 , quindi anche un aumento ed una diminuzione delle correnti di emettitore I_{E1} ed I_{E2} .

Nella resistenza di emettitore R_E avviene la somma di queste due correnti, con risultato una corrente costante I_0 . Il segnale in uscita potrà essere prelevato sia simmetricamente tra i due collettori (con conseguente uscita costante), sia non simmetricamente da ciascun collettore (con conseguente valore massimo del segnale determinato dalla I_0 e quindi dalla R_E). Se invece alle basi di T_1 e T_2 vengono applicati due segnali in fase, aumentano entrambe le correnti I_{C1} ed I_{C2} , quindi anche le I_{E1} ed I_{E2} ; come conseguenza ai capi della R_E si sviluppa una grossa tensione di feed-back che riduce il guadagno.

Un amplificatore differenziale è quindi auto-compensato per quanto riguarda ad esempio la temperatura.

Una variazione di temperatura determina infatti una variazione della V_{be} ; come risultato si ha un segnale a modo comune in ingresso al differenziale, segnale che dà luogo ad un minimo guadagno, quindi ad una minima variazione della tensione di uscita.

È chiaro inoltre che questo vantaggio sarà più pronunciato quanto più identiche saranno le caratteristiche dei due transistori costituenti la coppia simmetrica, sarà quindi massimamente pronunciato in un circuito integrato, ove è possibile ottenere una quasi assoluta simmetria tra i componenti.

Una caratteristica inoltre largamente positiva per un amplificatore differenziale è la proprietà di essere un perfetto limitatore, naturalmente per segnali di una certa ampiezza.

Esaminiamo per questo lo schema di fig. 11, ove la resistenza R_E è sostituita da un pozzo costante di corrente I_0 . Se I_0 è la corrente nel ramo da E a massa, è chiaro che deve essere:

$$I_{E1} + I_{E2} = I_0$$

Un ingresso a « modo differenziale », che sappiamo essere costituito da due segnali in opposizione di fase, e che si attua ad esempio alimentando una base con il segnale utile e l'altra base con un segnale di feed-back, piloterà la coppia di transistori costituente l'amplificatore, in modo che in uno si abbia un aumento di corrente, nell'altra una diminuzione.

Essendo fissata la somma delle due correnti, potremo avere, dalla situazione di eguaglianza in cui ogni corrente vale $I_0/2$, un massimo di corrente di emettitore (e quindi praticamente di collettore) con valore I_0 e un minimo con valore circa 0. La tensione di ciascun collettore potrà quindi oscillare dal massimo che potremo dire E, ad un valore minimo $E - R I_0$, questo anche se la tensione di base cresce indefinitamente.

Abbiamo ottenuto in definitiva un blocco limitatore, analogo ad un transistor saturante, ma con limitazione molto più netta, senza distorsione di fase, a patto ovviamente della costanza della corrente I_0 . L'elemento più adatto a realizzare un pozzo costante di corrente è un transistor, con stabilizzazione della corrente di base.

L'amplificatore assume dunque la configurazione definitiva di fig. 12, configura-



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 μ 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

zione anch'essa facilmente realizzabile in forma integrata.

Dalle caratteristiche di autolimitazione dell'ampiezza si potrà trarre vantaggio in molti circuiti, ad esempio negli stadi di amplificazione di frequenza intermedia per MF. In questo caso essendo la MF accompagnata da una MA spuria, occorre togliere quest'ultima, cioè limitare l'ampiezza della tensione di uscita dello stadio. Per fare ciò si possono seguire due strade:

- 1) Limitazione in parte eseguita nello stadio di FI ed in parte nel discriminatore.
- 2) Limitazione totalmente eseguita nello stadio di FI.

La prima soluzione è quella finora più comunemente adottata.

Una completa limitazione nello stadio di FI non è infatti, con componenti discreti, economicamente conseguibile, per cui si preferisce completarla mediante un più economico discriminatore limitante, ad esempio del tipo a rapporto.

Un circuito integrato, dove il numero dei componenti attivi non è tanto importante, può invece trarre vantaggio dalla configurazione a differenziale per realizzare finalmente una economica catena di amplificazione di FI completamente limitante. In questo caso il discriminatore dovrà espletare solamente la funzione di trasformare la MF in MA e ricavare dall'inviluppo la bassa frequenza; risulterà quindi più semplice e di più economica realizzazione. La caratteristica che abbiamo appena descritto, non è comunque l'unica dell'amplificatore differenziale.

Abbiamo detto infatti che il valore della corrente di uscita dipende unicamente dal valore di I_0 della corrente nel pozzo costante di emettitore.

È chiaro quindi che, variando detta I_0 , si varia la corrente di uscita; in altre parole, agendo sulla I_0 , si può realizzare una modulazione od una variazione del guadagno dello stadio.

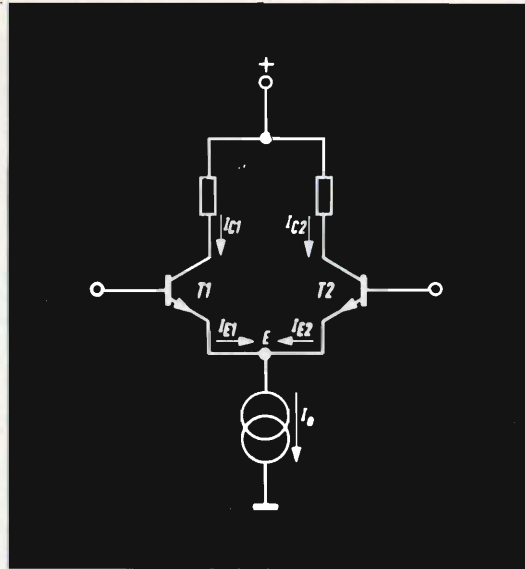


Fig. 11 - Amplificatore differenziale con pozzo costante di corrente in emettitore.

In tal modo si può quindi innanzitutto effettuare un comodo controllo automatico di guadagno, si può inoltre usare questo blocco come modulatore, miscelatore, generatore di segnali.

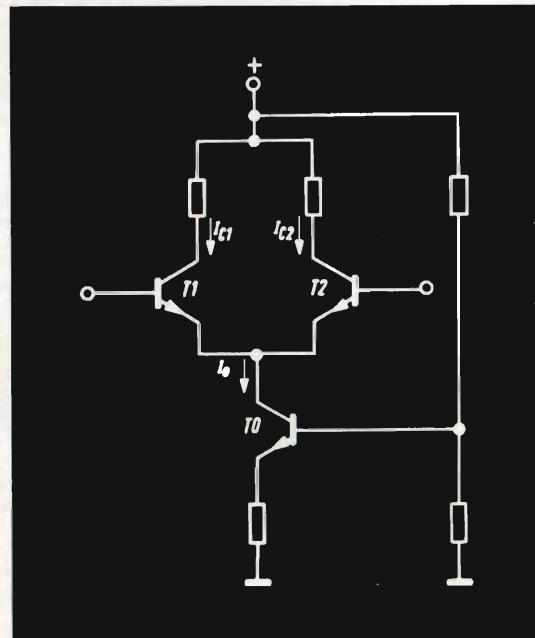


Fig. 12 - Realizzazione pratica del pozzo costante di corrente.

ABBINAMENTO DI TERMISTORI PER MIGLIORARNE LA LINEARITÀ

CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

I termistori sono notoriamente dispositivi aventi una caratteristica di funzionamento non lineare, in quanto non esiste una proporzione costante tra la variazione della resistenza interna e la variazione della temperatura che la determina. A causa di ciò, il loro impiego, risulta a volte problematico, soprattutto in quei casi nei quali la linearità della variazione è una caratteristica indispensabile agli effetti pratici. In considerazione di ciò, riportiamo da Electronic Design il seguente articolo, che propone una brillante soluzione, mediante la quale è possibile ottenere una buona linearità di responso, semplicemente abbinando le caratteristiche di funzionamento di due o più termistori, opportunamente scelti.

Da lungo tempo i termistori vengono riconosciuti come trasduttori termici di notevole utilità. Le loro dimensioni fisiche e la sensibilità che li caratterizza li rendono particolarmente utili in tutti quei casi nei quali lo spazio rappresenta una delle esigenze principali, nonché nelle applicazioni in cui si verifica la necessità di eseguire misure assai precise.

Tuttavia, la loro caratteristica elettrica principale, ossia la variazione **non lineare** della resistenza in funzione della temperatura, complica lo sfruttamento della riduzione di resistenza con l'aumentare della temperatura, e viceversa, in modo particolare quando la gamma di variazione di quest'ultima è notevolmente ampia.

Se si riesce a linearizzare il rapporto che sussiste tra le due grandezze variabili, si semplifica la presentazione dei dati, ed inoltre — a patto che il procedimento venga tradotto in pratica nel

modo appropriato — ciò non comporta alcuna diminuzione della sensibilità. Questo metodo correttivo, del quale stiamo per occuparci, comporta infine un ulteriore vantaggio: quando la variazione di resistenza di un termistore viene resa lineare rispetto alla variazione corrispondente della temperatura, risulta possibile eseguire in modo assai pratico le misure di temperature differenziali, entro un'ampia gamma di valori della temperatura ambientale.

LA LINEARITA' NON DEVE COMPROMETTERE LA SENSIBILITA'

La maggior parte dei metodi mediante i quali è possibile linearizzare la variazione di resistenza di un termistore determina una diminuzione della sua sensibilità, ed è basata sulla tecnica di aggiunta al circuito termosensibile di elementi resistivi passivi, sia in serie, sia in parallelo.

Per contro se si provvede a combinare tra loro due o più termistori, la loro gamma di funzionamento viene estesa sia per il loro impiego come compensa-

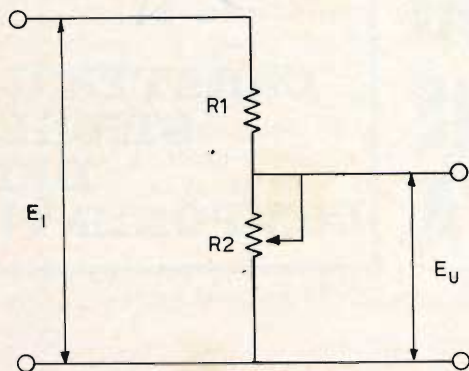


Fig. 1 - Esempio tipico di circuito partitore, costituito da una resistenza di valore fisso (R_1) che si trova in serie ad un termistore (R_2), il cui valore resistivo varia col variare della temperatura. E_1 rappresenta il valore della tensione di ingresso, mentre E_U rappresenta il valore della tensione di uscita.

tori termici, sia per il loro impiego come termometri a resistenza, senza alterare in modo apprezzabile la sensibilità che essi presentano.

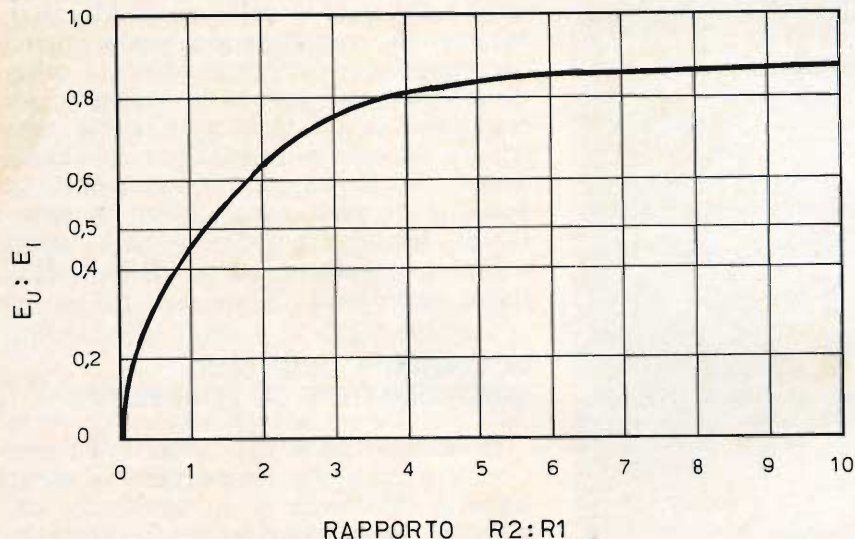


Fig. 2 - La tensione di uscita è una funzione non lineare del valore di R_2 , e quindi del rapporto di resistenza $R_2:R_1$, in riferimento al semplice partitore di tensione di cui alla figura 1. In questo caso — naturalmente — R_2 rappresenta il dispositivo termosensibile.

Consideriamo un circuito-tipo, nel quale sia possibile usare un termistore, così come quello illustrato a titolo di esem-

pio alla figura 1, consistente semplicemente in un partitore di tensione. La tensione di uscita E_U è una funzione **non lineare** di R_2 : infatti, abbiamo che

$$E_U = E_1 [1 + (R_1 : R_2)]$$

Se R_2 è una funzione non lineare del valore resistivo rispetto alla temperatura, e varia in modo opposto alla curva illustrata nel grafico di figura 2, ne deriva una relazione lineare tra la tensione di uscita E_U e la temperatura. Sotto questo aspetto, il grafico della citata figura illustra appunto la curva che esprime la variazione del rapporto di resistenza $R_2:R_1$, in funzione del rapporto tra le tensioni presenti all'ingresso ed all'uscita del circuito, e precisamente del rapporto $E_U:E_1$.

Nel suddetto grafico è assai facile osservare che il rapporto tra i valori di R_2 ed R_1 è compreso approssimativamente tra 0 e 6, per variazioni comprese tra 0 e 0,82 circa del rapporto tra le tensioni: per contro, il rapporto tra le resistenze varia approssimativamente tra 6 e 10, per minimi aumenti ulteriori del rapporto tra le tensioni.

Il grafico di figura 3 illustra contemporaneamente la curva riferita ad R_2 (ir-

tratto continuo), mediante la quale il responso viene reso lineare, unitamente alla curva di responso tipica di un ter-

mistore, che si differenzia dalla prima in quanto è tratteggiata invece che continua.

zione qualsiasi tratto della curva di R2 che si desidera seguire. Se i componenti vengono scelti in modo appropria-

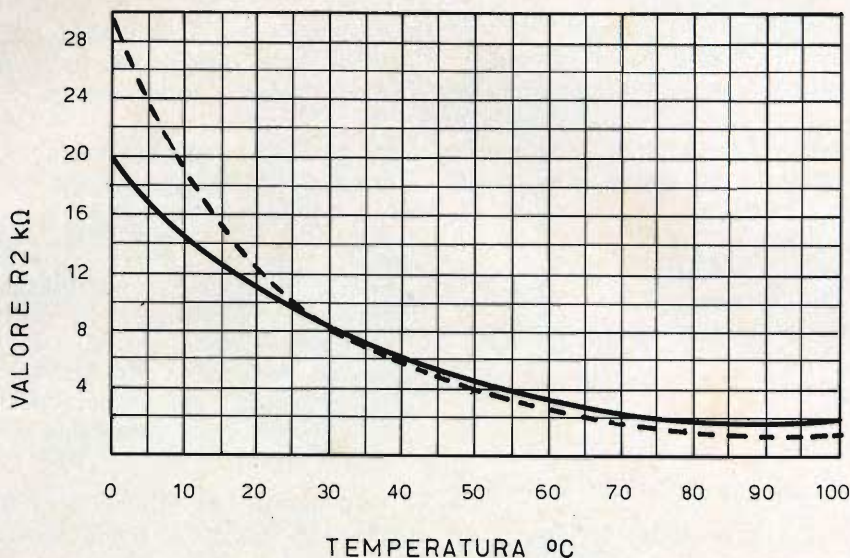
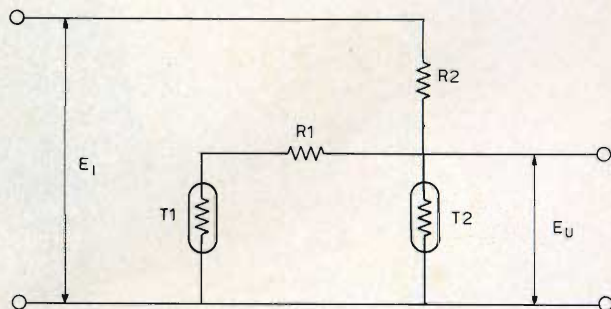


Fig. 3 - Per ottenere una relazione lineare tra la tensione di uscita ed il valore di R2, quest'ultimo deve costituire una funzione non lineare della temperatura, così come risulta evidente osservando la curva in tratto continuo. La curva di responso di un termistore, rappresenta in tratteggio, si approssima a questa relazione non lineare; tuttavia, nella maggior parte dei casi, è necessario sfruttare soltanto una parte della curva del termistore, per coprire una determinata gamma di temperature. La parte restante della curva che rappresenta il responso deve essere quindi soppressa.

Se la curva del termistore visibile nel grafico di figura 3 viene suddivisa in diversi tratti, per farne uso a volontà, e se si ignorano le parti restanti, la curva desiderata in funzione di R2 potrebbe risultare del tutto soddisfacente. Sotto questo aspetto, una soluzione può es-

to, la caratteristica di uscita della combinazione tra R1 e T1 assume approssimativamente l'aspetto della curva voluta nella parte inferiore della gamma di temperature, mentre diventa virtualmente inefficace nei confronti delle temperature elevate.

Fig. 4 - Per ottenere il funzionamento entro la parte desiderata della curva di un termistore, è necessario usare due elementi. Il responso della combinazione di T2 ed R1 si verifica esclusivamente nei confronti delle temperature piuttosto basse, mentre la tensione ai capi di T2 varia secondo una curva che si approssima a quella desiderata per le temperature elevate. Al centro, entrambi gli elementi contribuiscono in pari modo.



sere rappresentata dal circuito illustrato alla figura 4, mediante il quale è possibile raggiungere con buona approssima-

Per contro, la caratteristica di funzionamento del termistore T2 rispetta l'andamento della curva voluta nei confronti

delle temperature elevate, mentre diventa inefficiente nei confronti delle temperature basse. Nella gamma centrale delle variazioni di temperatura, T2 e la combinazione fra T1 e T2 contribuisce in modo pressoché eguale.

I valori appropriati degli elementi che costituiscono il circuito della citata figura 4 possono essere scelti risolvendo la seguente serie di espressioni matematiche:

$$E_U - n \Delta E_U = E_I \frac{R_{T1} (R_{T2} + R)}{R_{T1} (R_{T2} + R) + R1 (R_{T1} + R_{T2} + R)}$$

nelle quali:

$$n = 0,1 \dots E_U / \Delta E_U$$

$$R_T = R_T \text{ esp } [B (1/T - 1/T_U) + C (1/T - 1/T_U)^2] =$$

= Resistenza del termistore alla temperatura T (in gradi Kelvin)

B e C = Costanti (variabili a seconda del tipo di termistore).

E' bene però precisare che — a dir poco — la risoluzione delle espressioni di cui sopra è laboriosa.

SCelta DEI COMPONENTI MEDIANTE CALCOLATORE

Il problema della determinazione dei valori può essere notevolmente semplificato mediante l'impiego di un procedimento modificato, e di un metodo cosiddetto « per errore ». In primo luogo, si provvede alla scelta dei valori dei termistori da usare, dopo di che il calcolatore viene impiegato per determinare i valori di R1 e di R2.

La scelta dei tipi di termistori da impiegare implica il problema di ottenere

Tabella 1 - Elenco dei valori dei componenti per un circuito contenente due termistori.

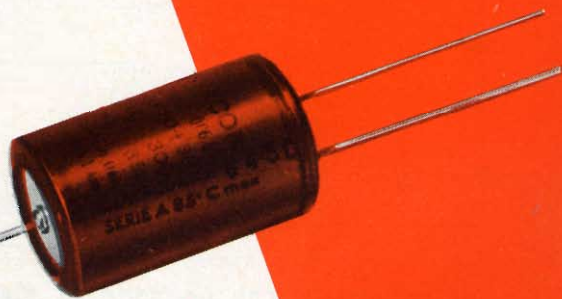
TEMPERATURA (°C)	VALORE VOLUTO DI R2 (Ω)	VALORE PRODOTTO DA R2 (Ω)
0	20.510	20.325
5	16.600	16.685
10	13.790	13.895
15	11.684	11.740
20	10.040	10.046
25	8.719	8.702
30	7.643	7.611
35	6.741	6.713
40	5.980	5.962
45	5.326	5.320
50	4.759	4.763
55	4.262	4.271
60	3.824	3.836
65	3.435	3.445
70	3.086	3.092
75	2.777	2.772
80	2.488	2.483
85	2.227	2.221
90	1.991	1.984,5
95	1.777	1.771
100	1.578	1.580

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

una certa stabilità, nonché la pronta disponibilità dei componenti aventi le medesime caratteristiche, ed una determinata resistenza iniziale corrispondente ad una temperatura prestabilita.

L'esperienza ha dimostrato che, per una gamma di temperature compresa ad esempio tra 50 e 100 °C — il rapporto $R_{T1} : R_{T2}$ a 25 °C deve essere approssimativamente pari a 5:1, affinché sia possibile ottenere il risultato migliore. Se la gamma di variazione termica è più ridotta, il rapporto deve ovviamente diminuire, mentre — nel caso di gamme di variazioni più estese — il rapporto deve naturalmente aumentare. A titolo di esempio, precisiamo che — per una gamma di variazione di 140 °C — il rapporto 10 : 1 risulta abbastanza soddisfacente.

$\pm 0,2\%$ della portata, ossia $\pm 0,2$ °C, con i seguenti valori dei componenti:

$R_{T1} = 30$ ohm alla temperatura di 25 °C

$R_{T2} = 6$ kohm alla temperatura di 25 °C

$R1 = 6.250$ ohm

$R2 = 3.200$ ohm

La **tabella 1** rappresenta praticamente il funzionamento dell'intero circuito in rapporto al valore necessario di R2, che non è altro che una funzione riferita alla funzione prodotta da R2 stessa.

Se il concetto che governa il funzionamento di due elementi in parallelo viene esteso ad un terzo elemento (vedi **figura 5**), la massima deviazione rispetto alle condizioni di linearità può essere ancora notevolmente migliorata. Ad

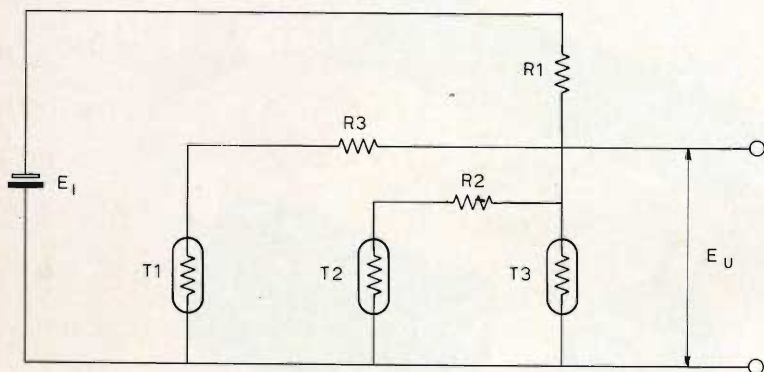


Fig. 5 - La combinazione di tre elementi termosensibili (termistori) riduce la deviazione rispetto alle condizioni di linearità ad un valore praticamente trascurabile, che può raggiungere lo 0,045%.

Il calcolatore che permette di stabilire i valori di R1 e di R2 può essere scelto tra diversi tipi disponibili: inizialmente, l'Autore ha adottato un semplice dispositivo da laboratorio auto-costruito, consistente in un alimentatore, in alcune scatole di resistenze variabili, ed in un dispositivo per la misura di tensioni relativamente preciso. Successivamente, sono stati scelti i valori di R1 e di R2, che sono stati sperimentati dal punto di vista pratico, mentre contemporaneamente si provvedeva a far variare le resistenze presentate da R_{T1} ed R_{T2} , attraverso la loro gamma di funzionamento.

Per una gamma di temperature compresa tra 0 e 100 °C, la massima deviazione rispetto alla linearità è pari a

esempio, nella gamma di temperature comprese tra 0 e 100 °C, i valori che seguono comportano una massima alterazione della linearità pari a $\pm 0,04\%$:

$R_{T1} = 45$ kohm alla temperatura di 25 °C

$R_{T2} = 15$ kohm alla temperatura di 25 °C

$R_{T3} = 3$ kohm alla temperatura di 25 °C

$R1 = 2.160$ ohm

$R2 = 4.031$ ohm

$R3 = 9.025$ ohm

La **tabella 2** non è altro che un elenco di valori riferiti ad un terzo elemento, in rapporto al valore necessario di R2, che rappresenta una funzione del valore totale prodotto a seguito della presenza di R2 stessa.

Tabella 2 - Variazione del valore di R2, per un circuito contenente tre termistori.

TEMPERATURA (°C)	VALORE VOLUTO DI R2 (Ω)	VALORE PRODOTTO DA R2 (Ω)
0	12.392	12.375
5	10.579	10.581
10	9.164	9.171
15	8.034	8.035
20	7.108	7.106
25	6.336	6.334
30	5.684	5.679
35	5.122	5.118
40	4.638	4.633
45	4.211	4.208
50	3.837	3.833
55	3.502	3.500
60	3.206	3.203
65	2.935	2.935
70	2.694	2.692
75	2.471	2.472
80	2.270	2.271
85	2.085	2.086
90	1.914	1.915
95	1.756	1.758
100	1.612	1.612

CASO DI MISURA DIFFERENZIALE

Per illustrare l'utilità di un circuito linearizzato, consideriamo il problema derivante dalla necessità di controllo di una differenza di temperatura compresa tra 0 e 10 °C agli effetti della temperatura ambiente, variabile tra 0 e 100 °C, con un chinografo avente una portata voltmetrica di 100 millivolt massimi.

Il circuito deve quindi operare nella gamma di temperature comprese tra 0 e 100 °C. A tale scopo, la combinazione di due termistori è senz'altro sufficientemente precisa. Inoltre, agli effetti della progettazione, il comportamento del circuito può essere sintetizzato dall'espressione:

$$E_0 = 0,5348 \% E_1 : ^\circ\text{C} (T) + 0,8650 E_1$$

La suddetta espressione è del tutto convenzionale, in quanto è stata conce-

pita in base alla classica equazione della linea retta

$$Y = mX + B$$

nella quale m, ossia l'inclinazione della curva, ammonta a 0,5348% E₁/°C.

Lo schema del circuito è illustrato alla **figura 6**. Le due coppie di termistori necessari per effettuare le misure differenziali risultano sistemate in corrispondenza dei punti sensibili, e sono collegate alla parte restante del circuito mediante un cavo a tre conduttori, che può essere abbastanza lungo senza che ciò influisca in modo apprezzabile agli effetti della precisione.

E₀ viene applicata all'ingresso del registratore, per cui l'unica difficoltà restante consiste nella scelta del valore di E₁.

L'esigenza che 10 °C corrispondano alla gamma di funzionamento del registratore da 100 millivolt implica la scelta del valore di E_1 . L'espressione matematica che permette di calcolare le caratteristiche di funzionamento del dispositivo è la seguente:

$$E_U = 0,5348\% E_1 : ^\circ\text{C} (T)$$

alcuna apprezzabile influenza agli effetti della sensibilità.

Naturalmente, gli esempi dati devono essere considerati esclusivamente dal punto di vista didattico, in quanto costituiscono degli esempi di applicazioni riferiti a determinate caratteristiche di funzionamento: ove sia necessario ot-

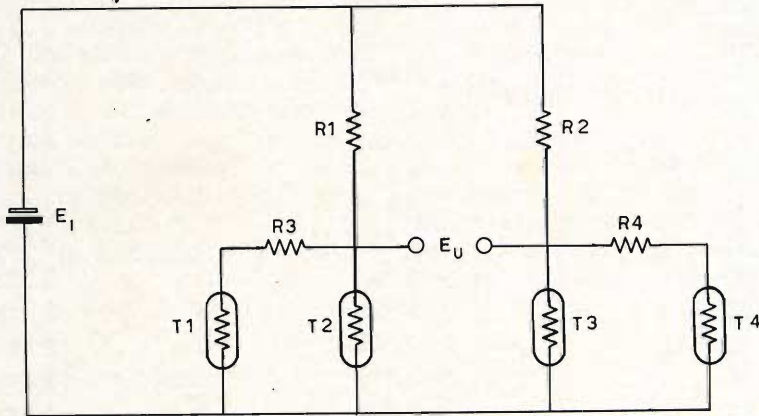


Fig. 6 - Questo circuito è stato studiato per controllare le differenze di temperatura entro una gamma compresa tra 0 e 10 °C rispetto alla temperatura ambiente variabile a 100 °C. La scelta della tensione di ingresso viene effettuata ad opera dello strumento a registratore, che in questo caso consiste in un chi-mografo elettrico con sensibilità massima di 100 millivolt. Ciò implica la presenza di una tensione di ingresso di valore pari ad 1,87 volt.

ossia, in riferimento al problema posto:

$$100 \text{ mV} = 0,5348\% E_1 : ^\circ\text{C} (10 ^\circ\text{C})$$

Di conseguenza, E_1 ammonta approssimativamente ad 1,87 volt.

A seguito dell'applicazione del valore appropriato di E_1 , il registratore ed il circuito si comportano alla stessa stregua di un termometro differenziale, avente una portata fondo scala di 10 °C.

CONCLUSIONE

Si è dunque dimostrato che — con l'impiego di due termistori, collegati tra loro opportunamente, con l'aggiunta di componenti aventi dei valori scelti in base a determinati criteri — è possibile ottenere una soddisfacente linearità della curva di responso del dispositivo termosensibile, senza che ciò apporti

tenere una certa linearità di responso entro una gamma di temperature diversa da quelle citate negli esempi suddetti, impiegando peraltro termistori aventi caratteristiche diverse, quanto detto sin qui può essere preso in considerazione esclusivamente come guida agli effetti del calcolo delle caratteristiche tipiche di funzionamento del circuito da realizzare.

In ogni modo, ciò che conta è che — impiegando più di un elemento termosensibile — è possibile adattare le caratteristiche dinamiche di funzionamento del dispositivo termosensibile alla scala graduata di uno strumento misuratore di corrente, in modo tale da usufruire di una notevole linearità, il che permette indubbiamente di raggiungere una precisione assai più elevata, indipendentemente dal campo di applicazione.

a cura di L. Biancoli

ACROS FV/785



COMPLESSO STEREO HI-FI

Questo complesso della serie «HI-FI» racchiude in un elegante mobile un amplificatore stereofonico completamente transistorizzato della potenza di 7 W per canale ed il modernissimo cambiadischi ELAC 161, inoltre è corredato di due diffusori acustici ad alto rendimento.

Come cambiadischi è stato adottato il nuovo modello ELAC 161, a quattro velocità munito di una cartuccia piezoelettrica stereo compatibile, adatta sia per disco stereo e microsolco che per dischi a 78 giri.

L'amplificatore stereo a transistori è realizzato con alcuni interessanti particolarità circuitali: l'accoppiamento tra i vari stadi è diretto in modo da garantire un'ottima linearità nella risposta di frequenza, lo stadio finale è del tipo « Quasi simmetria complementare » cioè: una coppia di transistori a simmetria complementare pilota una coppia di transistori di potenza, ottenendo così un alto rendimento con un'ottima linearità.

I criteri di costruzione assai severi, la possibilità di collegamenti esterni con registratore, sintonizzatore, demodulatore per filodiffusione, rendono il complesso interessante per chi vuole realizzare un impianto completo ad alta fedeltà.

Caratteristiche tecniche

Cambiadischi automatico « ELAC » 161 a 4 velocità e 4 servizi
per più dischi: cambiadischi automatico
per un disco: automatico - ripetizione continua - manuale.

Amplificatore HI-FI stereo a transistori

Potenza d'uscita: 14 W (7 per canale), distorsione < 2%

Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB

Sensibilità ingresso radio: 250 mV su 1 MΩ

Sensibilità ingresso registratore: 50 mV su 1 MΩ

Controllo dei toni bassi: ± 16 dB

Controllo dei toni alti: + 13 dB ÷ — 18 dB

Impedenza di uscita: 5 Ω

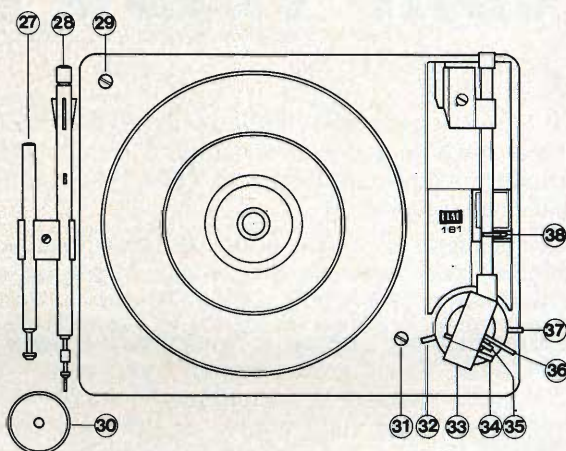
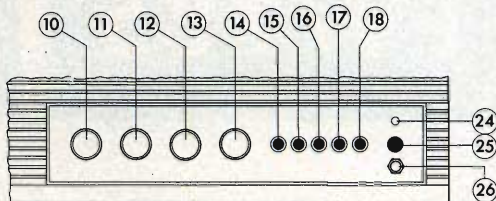
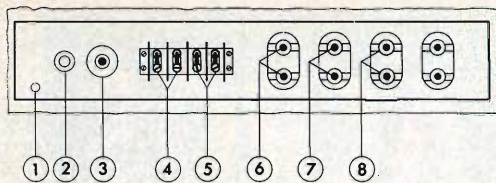
Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz

Controlli: bilanciamento, volume, acuti, bassi

Comandi: a tasti

Prese: entrata radio, registratore, uscita per registratore, cuffia stereo, uscite per diffusori acustici.

N.	LEGENDA
1	Cavetto con spina per collegamento alla rete
2	Portafusibile
3	Cambiatensione
4	Uscita altoparlante destro
5	Uscita altoparlante sinistro
6	Uscita per registratore
7	Ingresso per registratore
8	Ingresso radio
10	Bilanciamento
11	Volume
12	Controllo bassi
13	Controllo acuti
14	Comando ingresso radio
15	Comando ingresso registratore
16	Comando ingresso complesso
17	Commutatore mono-stereo
18	Commutatore diffusori-cuffia
24	Gemma spia
25	Interruttore di rete
26	Uscita cuffia
27	Perno guida dischi
28	Perno cambiadischi
29	Vite di bloccaggio
30	Adattatore per dischi a 45 giri
31	Vite di bloccaggio
32	Cambio velocità
33	Cuffietta salvapuntina
34	Braccio per il sollevamento
35	Predisposizione puntina
36	Levetta di avviamento
37	Selezione diametro dischi
38	Bloccaggio per braccio



Diffusori acustici

2 diffusori acustici A/816; casse acustiche completamente chiuse contenenti altoparlanti bicono speciali.

Dimensioni: 260 x 180 x 260

Istruzioni per l'uso

1. - Alimentazione generale

Ruotare il cambiatensione (3) dell'amplificatore fino a leggere il valore corrispondente alla tensione di rete disponibile.

2. - Alimentazione cambiadischi

Il cambiadischi riceve l'alimentazione da una presa sul trasformatore di alimentazione dell'amplificatore. È quindi automaticamente adattato per qualsiasi tensione per cui si predisponga l'amplificatore.

3. - Il cambiatensioni del cambiadischi non deve essere commutato dalla posizione in cui viene fornito.

4. - Messa in opera del cambiadischi

Le viti di bloccaggio (29 e 31) servono ad assicurare il cambiadischi alla base durante il trasporto, esse debbono essere svitate sino ad ottenere la libera oscillazione del cambiadischi.

5. - Togliere la cuffietta (33) protettrice della puntina, esercitando una pressione verso il basso.

6. - Sganciare il fermo (38) che blocca il braccio.

7. - Utilizzazione del complesso

Dopo aver inserito la spina del cordone di alimentazione nella presa di corrente, si dà tensione all'amplificatore premendo il pulsante dell'interruttore (25) sulla posizione ON; la spia (24) lo segnalerà illuminandosi. Predisporre l'ascolto su FONO mediante il tasto (16) e su Mono o Stereo mediante il tasto (17).

8. - Funzionamento come cambiadischi automatico

Introdotta la puntina di guida (28) nel foro al centro del piatto, infilare su di esso i dischi in pila avendo l'avvertenza di non superare la linea rossa di sovraccarico. Essi devono essere della stessa velocità. Dischi della stessa velocità ma di diversa grandezza possono essere messi assieme: è sufficiente disporli dal basso verso l'alto con diametro decrescente.

9. - Azionando la levetta (37) portare il suo indice sulla posizione Automatico contrassegnata dal triangolino nero posto sotto il numero 17 corrispondente al diametro del disco più piccolo utilizzabile.

10. - Predisporre la levetta (32) sulla velocità adatta.

11. - Per dischi microsolco mono e stereo a 16-33-45 giri, viene usata un tipo di puntina; per dischi a 78 giri viene usata una seconda puntina di dimensioni maggiori. La predisposizione dell'una o dell'altra viene effettuata ruotando fino al fermo la levetta (35): in senso orario per i 78 giri (contrassegno verde), in senso antiorario per i microsolco (contrassegno 33-45 in rosso). Colori e numeri sono visibili sui piani della levetta nelle due posizioni.

12. - Avviare quindi il cambiadischi spostando la leva (36) verso sinistra sino allo scatto lasciandola poi libera; il funzionamento automatico così avviato proseguirà fino alla fine dell'audizione dei dischi l'ultimo dei quali determinerà l'arresto automatico.

Funzionamento automatico per un solo disco

13. - Prima di mettere il disco introdurre l'estremità con strozzatura del perno guida corto (27) nel foro centrale.

14. - Predisporre la levetta (37) sul diametro del disco (17-25-30 cm).

15. - La levetta (32) sulla velocità adatta (16-33-45-78 giri).

16. - La levetta (35) sulla puntina relativa al tipo di disco.

17. - Avviare il giradischi spostando la leva (36) verso sinistra fino allo scatto lasciandola poi libera. Il funzionamento automatico così avviato terminerà alla fine dell'audizione con il ritorno del braccio del pick-up sul suo supporto.

18. - Per interrompere l'audizione del disco si deve azionare la leva (36) e quindi premere con un dito il perno guida (27).

Funzionamento automatico a ripetizione continua per un solo disco

19. - Introdurre l'estremità senza strozzatura del perno di guida corto (27) nel foro al centro al centro del piatto.

20. - Le altre operazioni sono come per il funzionamento automatico per un solo disco.

Funzionamento manuale per un solo disco

21. - La messa in funzione è ottenuta sollevando il braccio del pick-up dal supporto e posando con dolcezza la puntina sul disco.

22. - Le altre operazioni sono come per il funzionamento automatico per un solo disco.

23. - Avvertenza

Se il complesso non viene utilizzato per lunghi periodi è buona norma lasciare la levetta (32) sulla posizione 0.

Puntine

24. - Le puntine montate sulle testine rivelatrici sono di zaffiro e quindi a lunga durata. Per ottenere la migliore riproduzione ed una lunga conservazione dei dischi è opportuno sostituirle ogni 100, massimo 150 ore di audizione.

Regolatori di tono

25. - Servono ad esaltare o ad attenuare le note basse e le note acute. I controlli relativi (12) e (13) esaltano se ruotati in senso orario, attenuano se ruotati in senso antiorario. Permettono il perfetto adattamento all'acustica ed al proprio gusto personale.

Volume

26. - L'intensità sonora viene regolata tramite il controllo (11) ed aumenta ruotando la manopola in senso orario.

I comandi di tono e volume agiscono sui due canali simultaneamente.

Bilanciamento

27. - Il controllo di bilanciamento permette di equilibrare le intensità sonore dei due canali stereo. Esso consente di compensare dislivelli di volume dovuti alla sorgente o alla disposizione degli altoparlanti.

Ruotando la manopola in senso orario aumenta il volume nel canale destro e contemporaneamente diminuisce il volume nel canale sinistro.

L'azione contraria si ottiene ruotando la manopola in senso antiorario.

Collegamenti esterni

28. - Altoparlanti

I due diffusori acustici previsti per l'audizione vanno collegati alle due coppie di morsetti (4-5). Il corretto funzionamento si ha quando i due gruppi di altoparlanti lavorano in fase.

L'ascolto di un disco monoaurale deve dare l'impressione che l'origine dei suoni sia dislocata in una zona intermedia fra i due diffusori. Se ciò non avvenisse è sufficiente invertire tra loro i due fili di collegamento di uno o dell'altro diffusore.

29. - Uscita per registratore

Le prese (6) OUT-TAPE servono a fornire il segnale ad un registratore. Si possono effettuare registrazioni di segnali provenienti dagli ingressi RADIO o PHONO contemporaneamente all'ascolto.

30. - Ingresso Radio

Le prese (8) Radio consentono il collegamento di una sorgente di segnali ad alto livello quale l'uscita di un sintonizzatore, demodulatore FD od anche un secondo cambiadischi per realizzare commenti musicali o programmi musicali ininterrotti e di lunga durata.

31. - Ingresso registratore

Le prese (7) consentono il collegamento di un registratore stereo al complesso.

Parti di ricambio	N. G.B.C.
Complesso ELAC 161	RA/0430-00
Cartuccia per ELAC 161	RC/1490-00
Puntina zaffiro-zaffiro	RR/1662-26
Puntina zaffiro-diamante	RR/1662-28
Trasformatore di alimentazione	FV/784-12
Interuttore a pulsante	GL/1160-00
Manopole	FV/784-5
Tastiera cromata	FV/784-61
Mascherina comandi	FV/785-64

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 da
 addebitarsi sul conto
 credito n. 126 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. _____



LA TERMINOLOGIA DELL' AMPLIFICAZIONE SONORA

PARTE PRIMA

a cura di L. Biancoli

L'epoca in cui viviamo è decisamente quella — tra l'altro — dell'evoluzione delle apparecchiature di amplificazione, con particolare riferimento a ciò che si riferisce alla riproduzione sonora, e quindi all'alta fedeltà. A causa di ciò, sia a seguito degli sviluppi commerciali in questo campo, sia a seguito del diffondersi sempre maggiore degli impianti di amplificazione, accade sovente che un tecnico o un semplice utente debba analizzare, comprendere e valutare le caratteristiche di un'apparecchiatura, di cui deve occuparsi rispettivamente agli effetti della sua manutenzione o del suo impiego. In tali circostanze, l'interessato deve affrontare il problema di comprendere il significato di termini prettamente tecnici, che — nella maggior parte dei casi — sono persino espressi in lingua inglese.

Ben lungi dall'aver la pretesa di esaurire questo argomento, riteniamo comunque utile riportare l'elenco che segue di termini italiani ed inglesi, riferiti all'amplificazione di Bassa Frequenza, redatto sulla scorta di un articolo analogo apparso sulla rivista « Hi-Fi-Stereo ». Per ogni termine in lingua inglese, rappresentato in neretto, viene riportato il riferimento al relativo significato in lingua italiana, in corrispondenza del quale è possibile trovare la spiegazione del termine.

ACOUSTIC LENS: Vedi Lente acustica.

ACOUSTIC SUSPENSION: Vedi Sospensione acustica.

ALTOPARLANTE COASSIALE: In alcuni casi, per estendere il responso alla frequenza da parte di un determinato altoparlante, si provvede ad installare due unità indipendenti dal punto di vista funzionale, ma interdipendenti da quello meccanico, in un medesimo supporto provvisto di un unico magnete permanente e di un doppio sistema di espansioni polari. In tal caso, l'unità avente il cono di maggior diametro provvede esclusivamente alla riproduzione delle frequenze più gravi, fino ad un certo limite. A partire da questo limite, fino al limite estremo supe-

riore della gamma di frequenze, i suoni vengono invece riprodotti da un secondo cono di diametro più piccolo, disposto in posizione concentrica rispetto al primo.

In alcuni tipi di trasduttori complessi, si provvede al montaggio in posizione coassiale di una unità di grosse dimensioni per la riproduzione delle note gravi (« woofer »), una unità per la riproduzione delle frequenze intermedie (« Mid range »), ed una unità per la riproduzione delle frequenze più acute (« tweeter »): in questa applicazione, l'altoparlante assume la definizione di unità coassiale tripla. In altri modelli, le frequenze intermedie vengono riprodotte ad opera di un cono ausiliario (che prende il nome di « whizzer ») meccanicamente collegato (e quindi anche eccitato) dalla bobina mobile per l'unità

che riproduce le note gravi, ma montato in modo tale che il bordo di maggior diametro, solitamente fissato al cestello dell'altoparlante, risulta invece libero. Al cestello viene fissato invece il bordo del cono che riproduce le sole frequenze gravi. In questa particolare applicazione, l'effetto di separazione delle due gamme di frequenza, vale a dire delle frequenze basse da quelle intermedie, viene ottenuto meccanicamente anziché mediante l'impiego di filtri particolari. La separazione tra le frequenze intermedie e le più acute viene invece effettuata elettricamente.

ALTOPARLANTE DINAMICO: Con questo termine si intende un trasduttore nel quale il cono entra in vibrazione a causa delle vibrazioni meccaniche ad esso trasmesse da parte di una bobina, detta bobina mobile, percorsa dalle correnti foniche provenienti dall'amplificatore. La suddetta bobina si trova costantemente immersa in un campo magnetico, che può essere prodotto sia da un avvolgimento applicato intorno ad un nucleo, e percorso a sua volta da una corrente continua, sia da un magnete permanente. Nel primo caso, l'altoparlante è effettivamente ciò che si intende per altoparlante elettrodinamico nel secondo, il trasduttore prende il nome di altoparlante magnetodinamico, in quanto l'energia magnetica che produce il campo nel quale è immersa la bobina viene prodotto da un magnete permanente, anziché da un elettro-magnete.

ALTOPARLANTE ELETTROSTATICO: Uno dei principali fenomeni di elettrostatica che vengono normalmente sfruttati per effetti didattici nello studio dell'elettrologia consiste nel fatto che due sfere di midollo di sambuco vengono sospese tramite sottili fili di seta, in modo da risultare tra loro in contatto diretto. Successivamente, esse vengono caricate elettricamente per contatto con una bacchetta di materiale plastico o di vetro, che è stata precedentemente munita di una carica elettrica mediante attrito contro un panno di lana. Dal momento che entrambe le sfere recano una carica elettrica avente la medesima polarità, esse subiscono reciprocamente una forza di repulsione.

L'esperimento viene compiuto per illustrare la forza che esiste tra due corpi che presentano la medesima carica elettrica. L'ammontare della distanza che viene a crearsi tra i due corpi che si respingono è proporzionale alla quantità della carica applicata, ed il medesimo effetto viene sfruttato per la realizzazione di altoparlanti elettrostatici. Nel tipo più semplice, una membrana di materiale conduttivo assai sottile, fungente da diaframma, viene sistemato in posizione parallela con minima distanza rispetto ad una lastra di metallo perforata. Tra questi due elettrodi — isolati tra loro — viene applicato un potenziale a corrente continua, che assume il ruolo di polarizzazione fissa, alla quale viene sovrapposto il segnale di Bassa Frequenza fornito dall'amplificatore, costituito dalla cosiddetta tensione di uscita avente un'ampiezza ed una frequenza che variano col variare delle caratteristiche dei suoni originali. In un altro tipo, e precisamente nell'altoparlante elettrostatico del tipo detto a « push-pull », ossia in controfase, la membrana viene sospesa tra due superfici conduttive, nel quale caso si ottiene una distorsione notevolmente minore, a causa delle caratteristiche maggiormente lineari ed uniformi della tecnica di eccitazione. In entrambi i casi — comunque — la membrana sottile e libera di vibrare entra in vibrazione a causa delle forze di repulsione o di attrazione, dovute alla presenza di potenziali rispettivamente eguali od opposti tra la stessa membrana e gli elettrodi o l'elettrodo singolo fisso, costituito da un disco di metallo perforato.

ALTOPARLANTE PER FREQUENZE CENTRALI: Quando all'uscita di un amplificatore viene applicato un altoparlante complesso, solitamente esso è costituito da due o più unità. Quando queste unità sono in numero di due, solitamente una di esse provvede esclusivamente alla riproduzione delle note gravi, mentre l'altra provvede esclusivamente alla riproduzione delle note acute. Quando invece le unità incorporate nell'altoparlante complesso sono più di due, in genere si ha appunto l'aggiunta di un trasduttore avente dimensioni intermedie tra il primo ed il secondo, il cui compito consiste nel riprodurre esclusivamente le frequenze intermedie della gamma

acustica, che possono essere comprese tra un minimo di 1.500 ed un massimo di 4-5.000 Hz.

ALTOPARLANTE PIATTO: Esistono alcuni tipi di altoparlanti la cui struttura è tale da determinare un ingombro ridotto al minimo nel senso dello spessore. In tal caso, esso si presta ad essere installato in involucri aventi dimensioni assai ridotte agli effetti della profondità, per cui possono addirittura assumere l'aspetto di un quadro che può essere appeso ad una parete come elemento facente parte dell'arredamento.

Dal momento che « piatto » significa anche uniforme, a volte questo termine viene usato — sebbene impropriamente — anche per definire un altoparlante che presenti un responso particolarmente uniforme, ossia lineare, su di un'ampia gamma di frequenze: in questo caso — infatti — si usa dire che il responso è piatto entro due limiti ben definiti di frequenza.

APERTURA DISTRIBUITA: In genere, qualsiasi cassa acustica contenente uno o più altoparlanti è provvista di un minimo di due aperture: una di esse è quella che consente alle onde sonore che si producono anteriormente all'altoparlante di distribuirsi direttamente nello spazio, mentre la seconda serve per far sì che dall'involucro possano propagarsi nello spazio anche le onde sonore che si producono posteriormente all'altoparlante. Questa seconda apertura prende il nome di « port » o di « vent » o ancora di sportello, e — in alcuni casi — anziché essere costituita da una semplice finestra, è costituita da un certo numero di fori, distribuiti in posizioni prestabilite sulla superficie della cassa acustica. In ogni caso, dal momento che la superficie della suddetta apertura deve essere opportunamente dimensionata in base al volume della cassa acustica, ed alle caratteristiche intrinseche dell'altoparlante, è necessario che la somma delle superfici di tutti i fori abbia un determinato valore, corrispondente alle caratteristiche suddette. Il compito di un'apertura distribuita consiste nell'aumentare la resistenza acustica dello sportello, il che — in determinati casi — può essere desiderabile.

ASSORBENTE ACUSTICO: Dallo studio della parte della fisica che interessa l'acustica, apprendiamo che i suoni vengono più o meno riflessi nell'istante in cui urtano contro un corpo solido, a seconda delle caratteristiche più o meno riflettenti che il corpo stesso presenta. Quando il corpo contro il quale le onde sonore urtano le riflette in minima quantità, ciò significa che il materiale che lo compone presenta buone caratteristiche di assorbimento. In altre parole, per assorbente acustico si intende qualsiasi materiale che sia in grado di assorbire le onde sonore anziché rifletterle, per cui i materiali di questo tipo vengono impiegati vantaggiosamente sia per la desonorizzazione di ambienti acustici (sale da concerto, teatri, cinematografi, auditorii, sale e studi di registrazione o di trasmissione, ecc.), sia per foderare le superfici interne delle casse acustiche, quando occorre ottenere particolari risultati. Tra i vari assorbenti acustici figurano: la lana di vetro, la lana di roccia, il sughero, l'ovatta, la pietra pomicca, la plastica, espansa, la gomma spugnosa, la sabbia, la segatura ecc.

BAFFLE: Vedi Diffusore.

BASKET: Vedi Cestello.

BASS REFLEX: Quando un altoparlante viene installato in un involucro chiuso, le onde sonore che si producono posteriormente al cono (vedi alla voce) sono logicamente costrette ad estinguersi internamente alla cassa, per cui viene loro impedito di interferire con quelle che invece si producono anteriormente. Tuttavia, se nell'involucro si pratica una finestra, avente dimensioni opportune in relazione al volume della cassa acustica ed alle caratteristiche dell'altoparlante, si verifica un fenomeno assai interessante: entro una zona abbastanza rilevante della gamma delle frequenze più gravi, le onde sonore che si producono posteriormente all'altoparlante escono dal davanti della cassa acustica, con caratteristiche di fase eguali a quelle delle onde sonore irradiate direttamente dall'altoparlante, ottenendo in tal caso un effetto di rinforzo.

Il motivo principale di questo fenomeno risiede nel fatto che la massa dell'aria che si trova all'interno ed in prossimità dello sportello, unitamente alla caratteristica di rigidità dell'aria contenuta all'interno dell'involucro, costituiscono un sistema risonante che determina una inversione di fase. La spiegazione del modo col quale si verifica la suddetta inversione di fase è relativamente complessa; tuttavia, un semplice esperimento può consentire una dimostrazione didattica esauriente. Se si fissa una striscia di gomma in un punto rigido da una estremità, la si tende orizzontalmente, e si appoggia su di essa un peso ad una certa distanza dal punto di ancoraggio, agitando con la mano l'estremità opposta della striscia spostandola alternativamente verso l'alto e verso il basso, accade quanto segue. Finché i movimenti sono assai lenti, quando l'estremità mobile della striscia sale, sale anche il peso, e viceversa. Aumentando però gradatamente la velocità, si raggiunge un istante in cui, mentre l'estremità libera della striscia di gomma sale, il peso scende, e viceversa. Tale fenomeno continua a verificarsi fino ad una frequenza di oscillazione della striscia, oltre la quale la relazione tra i due sensi di moto diventa irregolare. Nell'esempio fatto, la striscia di gomma rappresenta la massa d'aria contenuta nella cassa acustica, il peso rappresenta la quantità di aria contenuta nell'altoparlante, ed il braccio che sposta la estremità libera della striscia rappresenta le vibrazioni che l'altoparlante imprime alla massa d'aria.

BOBINA MOBILE: Negli altoparlanti di tipo dinamico o magnetico-dinamico, le vibrazioni sono dovute agli spostamenti che una bobina, costituita da un certo numero di spire avvolte in disposizione cilindrica e percorsa dalle correnti foniche, produce a causa della reazione che si verifica tra il campo magnetico variabile prodotto dalle suddette correnti foniche, ed il campo magnetico costante presente tra le espansioni polari dell'altoparlante (vedi alla voce).

CARICO: Una delle leggi fondamentali dell'elettrologia stabilisce che — data una sorgente di energia elettrica, sia essa a

corrente continua o alternata, e dato un dispositivo che funzioni con l'energia fornita dalla suddetta sorgente — il rendimento è massimo quando la resistenza interna del dispositivo che utilizza tale energia equivale a quella della stessa sorgente che la fornisce. Ciò premesso, qualsiasi dispositivo che sfrutti l'energia elettrica prodotta da una sorgente assume il ruolo di carico. Di conseguenza, se si considera un amplificatore come sorgente di energia per l'eccitazione di un altoparlante, è chiaro che quest'ultimo costituisce il carico di utilizzazione.

Naturalmente, anche nei confronti degli impianti di amplificazione sussiste il medesimo principio, per cui la resistenza dell'altoparlante o degli altoparlanti deve essere il più possibile eguale alla resistenza di uscita dell'amplificatore, affinché una minima parte dell'energia fornita da quest'ultimo vada persa.

Per questo motivo, ogni amplificatore è solitamente munito di un certo numero di uscite corrispondenti a diversi valori di impedenza, tali cioè da consentire l'applicazione di diversi tipi di altoparlanti, in collegamento in serie, in parallelo, o di tipo misto.

Il medesimo termine viene però impiegato anche per esprimere un concetto completamente diverso: in genere, si ritiene che un altoparlante incontri una determinata difficoltà nel muovere l'aria ad esso adiacente, e ciò particolarmente in corrispondenza delle frequenze più gravi; di conseguenza, qualsiasi dispositivo che provveda a migliorare questa situazione si dice che migliora l'effetto di carico dell'altoparlante. Sotto questo aspetto, una tromba esponenziale costituisce un carico per l'altoparlante, così come lo costituisce l'aria che esso pone in stato di vibrazione. Se si dispone un altoparlante in un angolo di una stanza, si ottiene del pari un'alterazione delle sue condizioni di carico rispetto alla posizione in uno spazio non delimitato, e ciò in corrispondenza soprattutto delle frequenze gravi, in quanto la sua uscita — che risulterebbe altrimenti omnidirezionale — viene invece concentrata in un angolo solido, corrispondente in pratica all'ottava parte di una sfera.

Se si installa un altoparlante in un diffusore, ovvero in un involucro chiuso, si provvede ad applicare ad esso un carico, in quanto vengono attenuate e persino sopresse le onde sonore che si producono posteriormente al cono, le quali — diversamente — interferirebbero in modo sfavorevole agli effetti della propagazione delle onde che si producono anteriormente.

CENTRATORE: In un altoparlante, il cono viene solitamente sospeso lungo il bordo esterno di massimo diametro, che viene incollato o fissato con mezzi meccanici alla circonferenza del cestello (vedi alla voce). In corrispondenza del centro — invece — occorre fare in modo che la bobina mobile sia esattamente centrata nel traferro presente tra le espansioni polari (vedi), il che è possibile esclusivamente con l'impiego di un dispositivo, che prende appunto il nome di centratore. Esso può assumere due aspetti diversi, e precisamente quello del ragno (« spider »), che si trova all'interno della parte più stretta del cono, ed è costituito da una specie di elica tranciata con una struttura particolare, tale da consentire la costanza del centraggio della bobina mobile, senza compromettere in modo apprezzabile l'elasticità delle sue escursioni. Il secondo aspetto consiste invece in un disco di materiale semirigido (in genere una specie di tela), che viene sistemato esternamente alla bobina mobile, e precisamente lungo il perimetro nel quale la bobina viene fissata al cono; il suddetto disco presenta quindi un diametro interno corrispondente al diametro esterno della bobina, ed un diametro esterno notevolmente maggiore, che viene invece fissato ad un apposito supporto. Il disco citato presenta delle ondulazioni concentriche, che ne aumentano la flessibilità, pur conferendo una certa rigidità radiale, che provvede appunto a mantenere centrata la bobina mobile all'interno del traferro (vedi). Solitamente, il primo tipo viene impiegato per gli altoparlanti di piccole dimensioni, mentre per gli altoparlanti di maggiori dimensioni si ricorre al secondo tipo: esistono però altoparlanti di grosse dimensioni nei quali la bobina viene centrata

con un ragno, ed altri di piccole dimensioni nei quali il centraggio avviene mediante il metodo del disco.

CESTELLO: Per cestello si intende quella struttura generalmente metallica, ma a volte realizzata in altri tipi di materiali rigidi, solitamente realizzata in fusione o mediante stampaggio, che supporta sia il cono di un altoparlante, sia la struttura magnetica. Esso può avere varie forme, vari diametri, varie profondità, che determinano sia la potenza e le caratteristiche di funzionamento del trasduttore, sia la sua qualità. In genere, i cestelli hanno una forma conica, con base rotonda o ellittica, e sono muniti di particolari sistemi per il fissaggio dell'altoparlante contro la parete del diffusore, e di metodi per il fissaggio mediante prigionieri del magnete permanente e delle espansioni polari.

CIRCUITO DIVISORIO: Vedi « Crossover ».

COAXIAL SPEAKER: Vedi Altoparlante Coassiale.

CONE: Vedi Cono.

CONE BEAD: Vedi Rinforzo Periferico.

CONE BREAK-UP: Vedi Uniforme Flessibilità del Cono.

CONE CORRUGATION: Vedi Ondulazioni del Cono.

CONE STIFFNESS: Vedi Rigidità.

CONO: Per cono si intende la membrana di un altoparlante del tipo ad irradiazione diretta, realizzata solitamente in modo tale da presentare appunto una struttura conica, a base rotonda o ellittica. Esso costituisce quella parte dell'altoparlante che provvede ad imprimere all'aria antistante e retrostante delle vibrazioni che si traducono in onde sonore, a causa delle vibrazioni meccaniche ad esso trasmesse ad opera della bobina mobile percorsa dalle correnti foniche, ed immersa in un campo magnetico di intensità costante. Dalle caratteristiche del cono dipende in massima parte la qualità dell'altoparlante: infatti, a seconda dello spessore, delle dimensioni, della profondità,

NUOVO VOLTOHMYST WV 500A RCA



Completamente transistorizzato - Alimentazione a pile

In questo nuovo Volt ohmyst 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 Volt ohmyst 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 Ω a 1000 M Ω 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

La AVO, pioniera nel campo dei multimetri con relax di sicurezza, produttrice da decenni del famoso AVOMETER, offre oggi una nuova serie di AVOMETER che conservano le caratteristiche fondamentali dei diffusissimi modelli 8 e 9, ma hanno dei comandi semplificati e dimensioni ridotte.

PORTATE

da 0,1 V a 1000 V per tensione continua
da 1 V a 1000 V per tensione alternata
da 0,1 mA a 3 A per corrente continua
da 3 mA a 3 A per corrente alternata
da 120 ohm centro scala a 1,2 Mohm centro scala per resistenza

N.B. il modello 14 non ha le portate per corrente alternata e quella da 1 V per tensione alternata. il modello 20 ha portate un po' diverse.

PRECISIONE

mod. 14 $\pm 2\%$ per CC - $\pm 2,5\%$ per CA
mod. 15 $\pm 1,5\%$ per CC - $\pm 2,25\%$ per CA
mod. 16 e 20 $\pm 1\%$ per CC - $\pm 1,5\%$ per CA

SENSIBILITA'

tensione continua 20.000 Ω/V
tensione alternata 2.000 Ω/V

DIMENSIONI

cm 12 x 18 x 9



NUOVI AVOMETER MOD. 14 - 15 - 16 - 20

NUOVO PROVATRANSISTOR WV 501 A

RCA

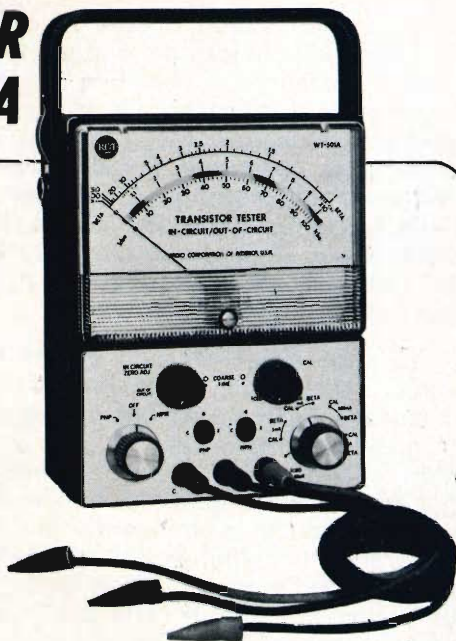
Con questo nuovo provatransistori RCA portatili si possono provare i transistor anche nel circuito stesso in cui sono impiegati, senza doverne dissaldare i terminali.

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 1 A.

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.



**PER ULTERIORI INFORMAZIONI RIVOLGERSI PRESSO TUTTI I
PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA.**

L'oscilloscopio Serviscope S 51 B viene a colmare la lacuna che esiste tra gli apparecchi da laboratorio, di solito ingombranti e costosi, e i piccoli oscilloscopi portatili che hanno buone caratteristiche, ma un tubo catodico con schermo troppo piccolo. Infatti questo apparecchio di ingombro limitatissimo (cm 18 x 20 x 38) e del peso di soli kg 7, ha uno schermo utile di cm 8 x 10.

Le caratteristiche principali dell'apparecchio sono le seguenti:

Schermo

Piatto, cm 8 x 10 - Potenziale di postaccellerazione 3 kW

Amplificatore verticale

Da 100 mV/cm a 50 V/cm - Banda passante 0-3 MHz

Amplificatore orizzontale

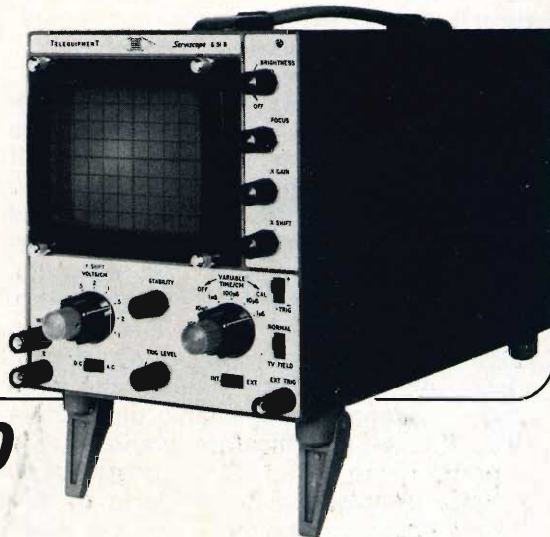
Da 100 mV/cm a 200 mV/cm - Banda passante 0-500 KHz

Base dei tempi

Da 1 microsecondo/cm a 1 secondo/cm

ALIMENTAZIONE: 220 V - 50 Hz.

CONSUMO - circa 60 V A.



NUOVO OSCILLOSCOPIO TELEQUIPMENT S 51 B

della struttura e della rigidità del cono, vale a dire della natura del materiale di cui esso è composto, è possibile variare notevolmente il responso alla frequenza da parte del trasduttore. Maggiori sono le sue dimensioni, maggiore è l'attitudine che l'altoparlante presenta alla riproduzione delle frequenze gravi. Per contro, minori sono le sue dimensioni, maggiore è l'attitudine che esso presenta alla riproduzione delle frequenze acute.

Gli altoparlanti possono essere monocoici (ossia provvisti di un solo cono) o biconici (ossia provvisti di due coni): in questo secondo caso, il cono di maggiori dimensioni riproduce le frequenze più gravi, mentre quello di minori dimensioni riproduce le frequenze più acute, integrando il responso del primo. In genere, il cono viene realizzato impiegando un particolare tipo di carta assai porosa, contenente del feltro, il che determina la combinazione ideale tra le caratteristiche di robustezza, di leggerezza, e di smorzamento meccanico. Il materiale risulta infatti inerte, vale a dire che non produce fenomeni di risonanza quando viene sollecitato, per cui evita — per quanto possibile — la produzione di suoni che siano estranei alle correnti foniche di eccitazione della bobina mobile.

In alcuni casi, sono stati realizzati dei coni in sottile lastra di alluminio, oppure in sottili fogli di materiale plastico speciale, soprattutto per la realizzazione di cuffie ad alta fedeltà, e di trasduttori di altro tipo (« tweeter », ecc.).

CROSSOVER: Con questo termine inglese si intende un filtro elettrico che viene impiegato per separare i segnali provenienti dall'amplificatore in due o più segnali, ciascuno dei quali è riferito ad una particolare gamma di frequenze, negli altoparlanti complessi. Ad esempio, nel caso di un altoparlante complesso costituito da una unità adatta alla riproduzione delle sole note gravi, e da un'altra adatta alla riproduzione delle sole note acute, il segnale complessivo disponibile all'uscita dell'amplificatore viene inviato in primo luogo ad un filtro « crossover », il quale provvede a suddividerlo in due diversi segnali complessi, uno dei quali

(costituito dalle note più basse) viene inviato al « woofer » (vedi alla voce), mentre l'altro viene inviato al « tweeter » (vedi alla voce). In tal caso, si evita che le due unità dissipino inutilmente una parte dell'energia fornita dall'amplificatore, senza trasformarla in onde sonore, dal momento che si tratta di suoni aventi frequenze che si trovano al di fuori della gamma utile di ciascuna delle due unità di riproduzione.

Gli altoparlanti più complessi, costituiti da più di due unità, sono solitamente muniti di più di un filtro « crossover ».

CROSSOVER NETWORK: « Crossover » (vedi alla voce).

DAMPING: Vedi Smorzamento.

DIAPHRAGM: Vedi Membrana.

DIFFUSORE: È la traduzione letterale del termine inglese « Baffle ». In origine, per diffusore si intendeva semplicemente una superficie rigida, costituita di solito da un pannello di legno, munito di un foro al centro di diametro corrispondente al diametro utile del cono, al quale veniva fissato l'altoparlante. Il suo scopo consisteva nel ridurre una parte dell'effetto di neutralizzazione tra le onde sonore che si producono posteriormente all'altoparlante, e quelle che si producono anteriormente ad esso, a causa della differenza di fase.

Naturalmente, un diffusore di questo tipo deve avere dimensioni abbastanza rilevanti per determinare una buona attenuazione del fenomeno di soppressione delle frequenze gravi. Ad esempio, per ottenere un buon isolamento tra la parte anteriore e la parte posteriore dell'altoparlante nei confronti di onde sonore aventi la frequenza di 40 Hertz, esso deve presentare un diametro pari approssimativamente a 4,5 metri. Ciò — ovviamente — non è pratico, in particolare per quanto riguarda l'installazione di altoparlanti nell'ambito domestico. Questo è il motivo principale per il quale — per migliorare il responso degli altoparlanti — si è ricorsi alla realizzazione di casse acustiche, che — per antonomasia — possono

essere anch'esse definite col termine di diffusore o di « baffle ».

DIFFUSORE DIRETTO: Qualsiasi altoparlante nel quale la parte mobile (costituita dal cono o membrana) irradia un suono direttamente nell'aria può essere definito col termine di diffusore o radiatore diretto. Infatti, l'aria antistante al cono può essere parzialmente confinata entro limiti determinati da parèti, nel qual caso queste vengono a costituire una cosiddetta camera contenente l'aria frontale, oppure mediante ostacoli di varia natura, che costituiscono una lente acustica (vedi). Se un diffusore diretto viene sistemato posteriormente ad un dispositivo che provvede ad accoppiarlo all'aria, esso assume il ruolo di tromba acustica. Di conseguenza, per diffusore diretto si possono intendere effettivamente due cose diverse: un impianto, come può essere un altoparlante montato in un involucro, ed un semplice altoparlante, se questo viene usato direttamente per la produzione di onde sonore.

DIFFUSORE INFINITO: Se vogliamo attenerci rigidamente al significato dei termini, occorre dire che ciò che si intende per diffusore infinito non è in realtà né un diffusore, né infinito. A proposito della spiegazione del termine di diffusore, abbiamo stabilito che esso deve avere dimensioni rilevanti per poter avere una certa efficacia nei confronti delle frequenze gravi: ebbene, se un diffusore potesse presentare una superficie infinita (cosa concepibile soltanto dal punto di vista teorico) l'altoparlante non presenterebbe più alcun fenomeno di neutralizzazione per sfasamento tra le onde sonore anteriori e quelle posteriori di tonalità grave, in quanto le onde che si producono posteriormente al cono avrebbero l'assoluta impossibilità di interferire agli effetti della sensazione acustica fornita all'ascoltatore ad opera delle onde sonore anteriori.

In pratica, un involucro che presenti una chiusura ermetica in tutti i punti, ad eccezione che in corrispondenza della parte anteriore del cono, esercita in pratica il medesimo effetto: per questo motivo, quando un involucro non presenta altre aperture che quella attraverso la quale si

propagano nello spazio le onde sonore che si producono anteriormente al cono, esso può essere definito col termine di diffusore infinito.

La differenza principale che sussiste tra una sospensione acustica ed un diffusore infinito risiede nel rapporto che intercorre tra la caratteristica di funzionamento dell'altoparlante, e la massa d'aria chiusa all'interno dell'involucro, che esercita un effetto di smorzamento nei confronti delle vibrazioni di quest'ultimo.

DIPOLE: Vedi « Doublet », o Dipolo.

DIPOLO: Sebbene questo sia un termine che si riferisce in modo particolare ad un tipo di antenna in uso nel campo della rice-trasmissione in VHF ed in UHF, può anche essere riferito ad un altoparlante quando questo viene messo in condizioni di funzionamento tali da utilizzare contemporaneamente le onde che si producono anteriormente al cono, e quelle che si producono posteriormente ad esso. Se si tiene in considerazione il fatto che il semplice altoparlante nudo, funzionante in campo libero, irradia contemporaneamente nelle due direzioni opposte, il semplice altoparlante considerato assume appunto le caratteristiche di un dipolo. Un particolare che occorre tuttavia tenere nella massima considerazione consiste nel fatto che — per sfruttare razionalmente anche le onde sonore che si producono dietro al cono — è necessario che queste vengano modificate in modo tale da presentarsi in fase con le onde che si producono anteriormente, in modo da sommarsi ad esse, anziché esercitare un effetto di neutralizzazione, e quindi di natura sottrattiva.

DIRECTIONAL RESPONSE: Vedi Risposta Direzionale.

DIRECT RADIATOR: Vedi Diffusore Diretto.

DISTORSIONE: Il compito di un amplificatore consiste nell'aumentare l'ampiezza o la potenza di segnali elettrici, rispettandone il più possibile la forma d'onda originale, qualunque essa sia. La medesima cosa sussiste nei confronti dei tras-

duttori, che vengono solitamente collegati all'ingresso o all'uscita degli amplificatori: in particolare, i microfoni, le testine di lettura per dischi o per nastri, nonché gli altoparlanti. Anche questi trasduttori devono essere in grado di trasformare in impulsi elettrici le onde sonore o le vibrazioni di natura meccanica o magnetica, oppure di ritrasformare in onde sonore le vibrazioni elettriche, senza apportare loro alcuna alterazione apprezzabile di forma d'onda.

Le distorsioni che possono verificarsi in un trasduttore appartenente ad uno dei tipi testé citati possono essere dovute ad una irregolarità del responso alla frequenza da parte degli organi mobili (membrana, diaframma, supporto della puntina, cono, bobina mobile, ecc.), come pure ad un erroneo adattamento dell'impedenza interna rispetto a quella di ingresso o di uscita dell'amplificatore (a seconda che si tratti rispettivamente di un trasduttore attivo o passivo). Le distorsioni che possono invece verificarsi in un amplificatore possono essere dovute al funzionamento dei diversi stadi in condizioni diverse da quelle prescritte (vale a dire con l'applicazione di potenziali di polarizzazione dei vari elettrodi di valore inadeguato), oppure ad un cattivo stato degli stadi stessi (esaurimento, perdite di isolamento, eccetera), o ancora ad un inadeguato adattamento delle impedenze di ingresso o di uscita dei suddetti stadi, rispettivamente nei confronti dei circuiti che lo precedono o lo seguono. In particolare, agli effetti della distorsione, occorre la massima esattezza nei confronti dell'adattamento tra l'impedenza di uscita degli stadi finali, e l'impedenza del carico di utilizzazione dell'energia fornita dall'amplificatore, costituito dallo o dagli altoparlanti.

La funzione di un altoparlante consiste nel produrre onde sonore la cui forma o comunque il cui andamento nel tempo riproduca esattamente la forma d'onda del segnale originale. Se le relazioni istantanee tra l'uscita sonora e l'uscita elettrica non sono lineari, la forma d'onda dei suoni riprodotti risulta alterata rispetto a quella originale.

La distorsione che deriva da una mancanza di linearità si manifesta in due

modi: quando il segnale di ingresso presenta una forma d'onda sinusoidale, vengono prodotte delle armoniche. Questi multipli della frequenza originale dei segnali possono essere misurati individualmente con l'aiuto di un analizzatore della forma d'onda, oppure mediante l'impiego di un'apposita apparecchiatura denominata distorsiometro, dopo di che possono essere espressi sotto forma di un fattore che definisce la distorsione armonica totale, normalmente rappresentata con la sigla Italiana DAT, oppure con la sigla inglese THD, (Total Harmonic Distortion).

Quando il segnale di ingresso consiste in due o più onde sinusoidali che si presentano simultaneamente, il segnale fornito in uscita da un altoparlante avente un funzionamento non lineare contiene non soltanto le armoniche delle onde originali, bensì anche la loro somma e la loro differenza, oltre alle combinazioni tra le somme e le differenze di tutte le armoniche e le stesse frequenze fondamentali. Questo fenomeno prende il nome di Distorsione per Intermodulazione. In genere, la distorsione per intermodulazione non è riferita armonicamente parlando alle onde sonore originali, per cui viene avvertita in modo assai più pronunciato che non la distorsione armonica vera e propria. La presenza di questo tipo di distorsione rende infatti la musica riprodotta aspra, confusa e di qualità scadente.

Altri due tipi di distorsione particolari sono la produzione di sub-armoniche e la distorsione « doppler ». La prima è riferita alla produzione di segnali spurii, aventi una frequenza inferiore, ossia sottomultipla, a quella fondamentale. La seconda voce è invece riferita ad un fenomeno che appare evidente sotto forma di una variazione di tonalità. Doppler è un fisico che ha chiarito il motivo per il quale il timbro — ad esempio del fischio di un treno o dell'avvisatore acustico di un'auto-vettura — varia mano a mano che la sorgente si avvicina all'ascoltatore, e successivamente se ne allontana. Ciò — naturalmente — corrisponde esattamente all'azione del cono quando si avvicina e si allontana alternativamente dall'ascoltatore. Se supponiamo che una nota grave ed intensa produca una vibrazione ampia

del cono, mentre contemporaneamente viene riprodotta una nota acuta, le prime vibrazioni nei due sensi determinano una certa modulazione di ampiezza nei confronti della nota più acuta. Questo effetto determina un fenomeno acustico assai lieve, ma tuttavia fastidioso quanto viene avvertito.

Altri tipi sono la distorsione di ampiezza, che si verifica quando una o entrambe le alternanze di un segnale alternato vengono alterate rispetto alla forma originale, la distorsione di frequenza, che ha luogo quando la gamma di frequenze dei suoni riprodotti non presenta la medesima estensione della gamma dei suoni originali o dei segnali elettrici applicati all'ingresso dell'amplificatore, e la distorsione di fase che si manifesta quando le relazioni di fase tra i segnali di varia frequenza disponibili all'uscita di un impianto di amplificazione non equivalgono a quelle che sussistono tra i segnali di varia frequenza applicati all'ingresso.

DISTORSIONE DEI TRANSITORI: Quando un segnale è costituito da una forma d'onda che si protrae nel tempo per un certo periodo, può essere considerato alla stessa stregua di un segnale continuo o stabile. Quando invece un segnale si produce soltanto sporadicamente, e presenta una durata istantanea, senza caratteristiche ben definite agli effetti della frequenza, esso prende il nome di transitorio. La forma d'onda dei segnali che costituiscono la musica e la voce umana subisce continue variazioni, ed è quindi ricca di segnali transitori. Per distorsione di questi ultimi, si intende la relativa inattitudine da parte di un impianto di amplificazione ad amplificare o a riprodurre i suddetti segnali. Dal momento che un segnale transitorio riprodotto può differire in numerosi modi da quello originale, non esiste praticamente una unità di misura che possa esprimere adeguatamente la distorsione dei transitori. Si tratta quindi di un termine esclusivamente qualitativo.

DISTORTION: Vedi Distorsione.

DISTRIBUTED PORT: Vedi Apertura distribuita.

DIVIDER NETWORK: Vedi « Crossover ».

DOUBLET: Vedi Dipolo.

DRIVER UNIT: Vedi Unità Pilota.

DUCTED PORT: Vedi Tubo equalizzatore.

DYNAMIC SPEAKER: Vedi Altoparlante dinamico.

EDGE CLAMPING: Vedi Rinforzo periferico.

EFFETTO PRESENZA: Con questo termine si intende l'attitudine da parte di un impianto sonoro a riprodurre con particolare naturalezza i suoni riferiti alla voce umana, tanto da dare l'illusione che la persona che canta o che parla sia effettivamente presente nel locale di ascolto. Si tratta quindi di una prerogativa che può essere conseguita esclusivamente quando il responso è particolarmente soddisfacente nella gamma di frequenze intorno ai 2.500 Hertz, in corrispondenza della quale l'orecchio umano presenta la massima sensibilità acustica, e che interessa appunto la voce umana. Alcuni gradiscono molto questo effetto, in quanto apprezzano il fatto che la voce umana viene messa in particolare evidenza rispetto ai suoni dell'orchestra: tuttavia, quando questa caratteristica sussiste, essa tende a rendere la musica particolarmente aspra e piatta. Per la maggior parte, gli ascoltatori di musica riprodotta preferiscono l'ascolto con un impianto che non abbia questa caratteristica.

EFFICIENCY: Vedi Rendimento.

ELECTROSTATIC SPEAKER: Vedi Altoparlante elettrostatico.

ESCURSIONE DELLA BOBINA MOBILE: Dal momento che la bobina mobile ha il compito di spostarsi longitudinalmente rispetto all'asse del nucleo dell'altoparlante, con spostamenti tanto più ampi quanto maggiore è l'ampiezza o l'intensità dei segnali elettrici che la percorrono, per escursione della bobina mobile si intende il massimo spostamento che questa può subire rispetto alla sua posizione di riposo, in assenza di eccitazione.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

L'escursione della bobina mobile determina anche la massima ampiezza dei suoni che l'altoparlante è in grado di riprodurre, e ciò in quanto qualsiasi spostamento della bobina provoca uno spostamento corrispondente del cono, con la conseguente produzione di onde sonore, sia davanti al cono, sia dietro ad esso.

ESPANSIONE POLARE: In ogni trasduttore di tipo magnetico, sia esso un microfono, una testina fonorilevatrice o un altoparlante, esiste sempre un magnete permanente che produce un flusso magnetico, che viene concentrato in un volume ristretto, nel quale si trova la parte mobile sensibile alle onde sonore o alle vibrazioni meccaniche, oppure che con le sue vibrazioni deve produrre delle oscillazioni elettriche o delle onde sonore. Per ottenere la concentrazione del campo magnetico in quel dato spazio, si ricorre all'impiego di corpi metallici aventi una struttura conforme alle esigenze, solitamente realizzati in ferro dolce. Il motivo per il quale si impiega questo tipo di materiale consiste nel fatto che esso non presenta una sua magnetizzazione intrinseca, bensì si magnetizza esclusivamente per effetto del contatto diretto col magnete permanente che fa parte del trasduttore.

Nel caso particolare dell'altoparlante, il magnete permanente è di solito costituito da un cilindro magnetizzato nel senso della generatrice. Di conseguenza, le due espansioni polari consistono in un nucleo centrale solidale con una piastra rotonda che aderisce ad una estremità del cilindro, ed in un'altra piastra — anch'essa rotonda — che aderisce al magnete cilindrico dal lato opposto, recante al centro un foro di diametro leggermente superiore a quello del nucleo centrale. Lo spazio che sussiste tra il nucleo centrale ed il foro di questa seconda piastra, da un lato del circuito magnetico, costituisce il traferro.

ESPANSIONE POLARE SUPERIORE: Con questo termine si definisce la piastra del circuito magnetico di un altoparlante, recante al centro un foro il cui diametro determina appunto lo spessore del traferro.

COMANDO A DISTANZA PER MEZZO DI UN RAGGIO LUMINOSO

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Descriviamo in questo articolo un circuito di commutazione o di comando attuato per mezzo di un raggio di luce. Nel corso dell'articolo sono riportate in breve le principali applicazioni alle quali può servire questo circuito, ma pensiamo che esso possa servire a moltissimi altri usi. L'alimentazione del circuito è data da una batteria da 4.5 V.

Pensiamo che molti nostri lettori in alcune circostanze avranno desiderato di poter usare un raggio di luce come mezzo per far funzionare il trenino elettrico o le miniauto da corsa del figlio, oppure per accendere una lampada in una stanza o l'illuminazione della vetrina del negozio.

E' veramente soddisfacente far vedere a un cliente che si trova fuori dal vostro negozio come si possono accendere o spegnere le luci della vetrina o di qualche altra lampada posta all'interno.

Allo stesso modo potete costruire un'arma a « luce » per vostro figlio oppure un dispositivo che assicuri l'accensione nello stesso istante di un certo numero di lampeggiatori fotografici.

Il componente principale del sistema è in ogni caso una fotoresistenza LDR, cioè una resistenza che varia il suo valore

in relazione alla luce. Per alcuni scopi particolari sarà necessario l'impiego di un piccolo motorino elettrico. Siamo convinti che resterete sorpresi di scoprire un così elevato numero di applicazioni per le LDR.

Si deve notare però che malgrado le decantate qualità sopradette di questo controllo a distanza per mezzo di raggi di luce, esso non viene ancora usato su larga scala. Questo fatto si può spiegare ricordando alcuni svantaggi che si possono incontrare utilizzando una apparecchiatura simile. Per prima cosa, l'oggetto che deve essere comandato, deve essere « visibile » dalla sorgente che invia i raggi di luce, in molti casi si deve usare un sottilissimo raggio di luce rendendo così ancora più difficile realizzare queste richieste. Seconda cosa, l'intensità della luce erogata dalla nostra sorgente luminosa deve essere superiore di quella della luce ambiente.

CONTROLLO A DISTANZA PER MEZZO DELLA LUCE

L'articolo comprende due circuiti distinti e cioè:

- un circuito base per produrre il fascio di luce che comanda il dispositivo
- un circuito più complicato, che quando viene raggiunto dal fascio di luce, fa funzionare il dispositivo che può essere una lampada, un motorino o un relè.

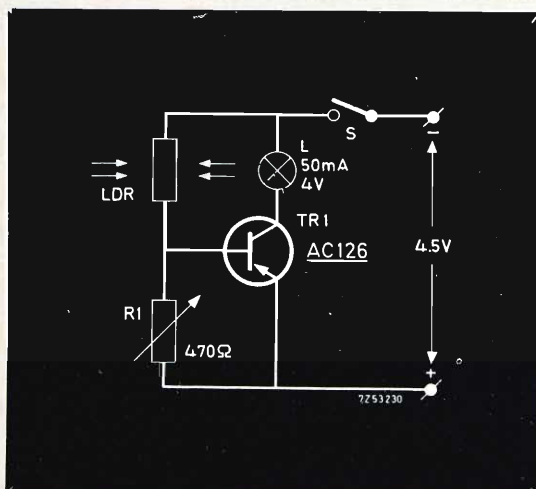


Fig. 1 - Schema di principio di un comando a distanza per mezzo di un raggio di luce.

COMPONENTI

LDR = Fotoresistenza tipo 2322 600 95001

R_1 = 470 Ω , potenziometro lineare

TR₁ = AC 126

L = lampadina 4 V 50 mA

Impieghi possibili

La maggior parte delle applicazioni dei sistemi di controllo a distanza si trovano nel campo dei giocattoli; riportiamo ora alcuni esempi:

- in un fucile finto, dove il fucile « spara » la luce producendo un sottile fascio di luce concentrata per mezzo di una lente; in questo modo il fascio luminoso può essere diretto in modo accurato sul bersaglio munito di una LDR;

- per avviare o fermare un motorino elettrico posto in un trenino elettrico o in una automobilina; la luce prodotta da una comune torcia elettrica può essere adatta a questo scopo in quanto non è necessario in questo caso avere un fascio di luce sottile e concentrato. Di conseguenza con questa eventualità è necessario montare solamente il circuito b.

Riportiamo ora alcune applicazioni che possono essere utili a tutti:

- apertura della porta dell'autorimessa, in questo caso è necessario includere nel circuito b un relè addizionale; questo relè dovrebbe essere in grado di comandare un motorino elettrico in modo da azionare il meccanismo di apertura della porta; bisogna tener presente che la LDR dovrebbe essere messa in modo tale che solamente la luce proveniente dai fari della macchina possano raggiungerla.
- accensione istantanea di una batteria di lampeggiatori fotografici; un lampeggiatore viene acceso nel modo solito con il contatto della macchina e quando la sua luce cade sulla LDR i rimanenti lampeggiatori vengono tutti accesi per mezzo del circuito separato; questo metodo evita così di dover collegare ogni lampeggiatore separato al contatto della macchina e si elimina così anche il pericolo di danneggiare il contatto a causa dell'elevata corrente che passerebbe in esso.

A questo punto lasciamo che i nostri lettori impieghino il circuito descritto nel modo che a loro interessa o lo impieghino per altri usi, perchè come si è potuto constatare, il circuito può servire a una infinità di applicazioni.

Descrizione del circuito

In fig. 1 è riportato il circuito semplificato del dispositivo. Quando la luce cade sulla LDR, la sua resistenza diminuisce in modo che un impulso negativo viene applicato alla base del transistor TR₁. L'aumento risultante della corrente di col-

lettore fa sì che la lampadina L si illumini. E' necessario assicurarsi che la lampadina L sia messa in modo che la sua luce possa raggiungere la LDR. La resi-

La sensibilità di questo circuito è data dalla posizione dei transistor e dalla luce ambiente. R₁ può essere regolata per la sensibilità massima.

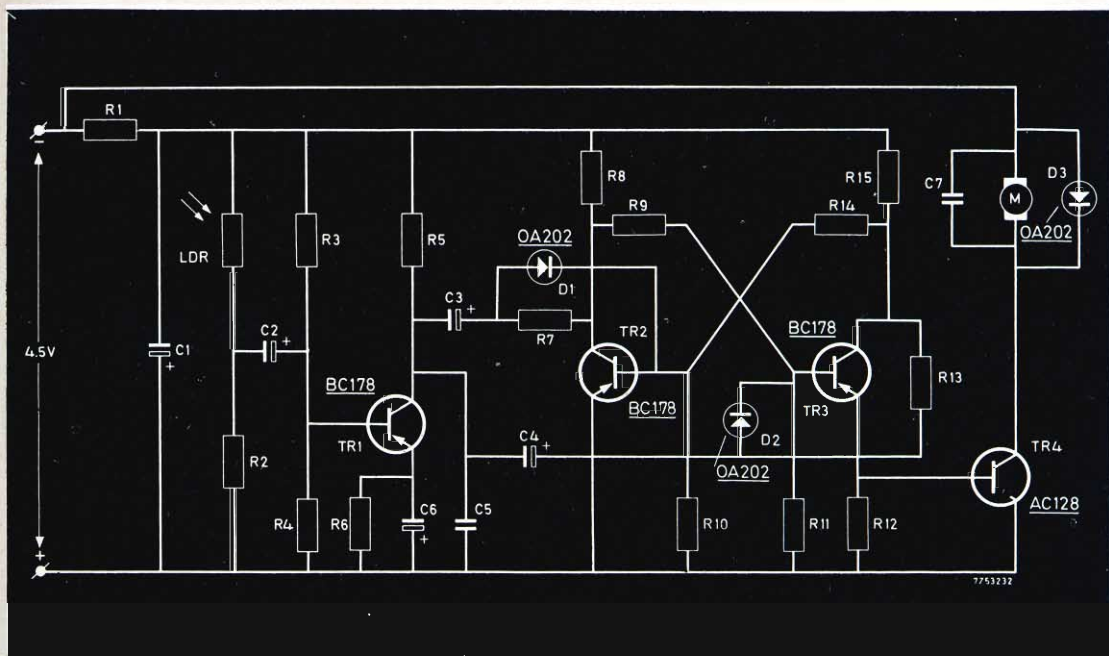


Fig. 2 - Schema elettrico del comando a distanza attuato per mezzo della luce.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/4 W a carbone

R ₁	= 82 Ω
R ₂	= 2,2 kΩ
R ₃	= 39 kΩ
R ₄	= 10 kΩ
R ₅	= 3,9 kΩ
R ₆	= 1 kΩ
R ₇	= 12 kΩ
R ₈	= 680 kΩ
R ₉	= 6,8 kΩ
R ₁₀	= 10 kΩ
R ₁₁	= 10 kΩ
R ₁₂	= 150 Ω
R ₁₃	= 12 kΩ
R ₁₄	= 6,8 kΩ
R ₁₅	= 680 Ω

Condensatori

C ₁	= 200 μF, 10 V, elettrolitico
C ₂	= 64 μF, 10 V, elettrolitico
C ₃	= 10 μF, 10 V, elettrolitico
C ₄	= 10 μF, 10 V, elettrolitico
C ₅	= 470 nF, poliestere
C ₆	= 200 μF, 6,4 V, elettrolitico
C ₇	= 100 nF, poliestere

Vari

LDR	- fotoresistenza tipo 2322 600 95001
D ₁ - D ₂ - D ₃	= diodi tipo OA 202
TR ₁ - TR ₂ - TR ₃	= transistor p-n-p al silicio tipo BC178
TR ₄	= transistor p-n-p al germanio tipo AC128

stenza di quest'ultima rimane bassa fino a quando la lampada è tenuta accesa. Per interrompere questa condizione, basterà aprire il commutatore S per un attimo.

Il funzionamento del circuito riportato in fig. 2 è completamente diverso: esso reagisce solo con brevi lampi di luce. Per questa ragione è meno sensibile al livello

della luce ambiente. Quando i lampi di luce raggiungono la LDR si forma un impulso di tensione negativa sulla base di TR₁, e di conseguenza un impulso di ten-

Se la corrente del motorino supera questi valori si dovrà usare un relè con una resistenza della bobina preferibilmente di circa 50 Ω.

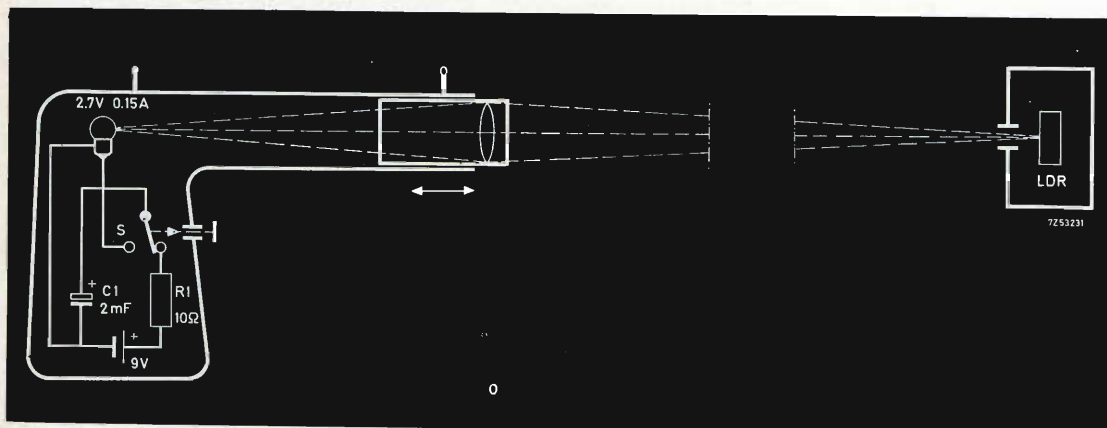


Fig. 3 - Esempio di realizzazione di un dispositivo per il lancio della luce.

COMPONENTI

R₁ = 10 Ω, 1/4 W

C₁ = 2 mF, 10 V elettrolitico

L = lampadina da 2,7 V 0,15 A

sione positiva sul collettore di TR₁. Solamente l'impulso positivo può raggiungere le basi dei transistor TR₂ e TR₃, a causa della presenza dei diodi D₁ e D₂.

I due transistor TR₂ e TR₃ insieme formano un multivibratore bistabile: uno di essi è conduttore e l'altro non conduttore; di conseguenza la tensione di collettore aumenterà rapidamente e l'impulso di tensione negativo risultante nel circuito di collettore porterà l'altro transistor in interdizione. Ogni ulteriore lampo di luce causerà in modo simile un cambiamento nel multivibratore.

Il transistor TR₃ è seguito dal transistor di commutazione TR₄. Quando TR₃ è conduttore, la base di TR₄ sarà così più negativa di quella di TR₄ quando è aperto, collegando il motorino M con + 4,5 V. E' necessario ricordare che il transistor TR₄ può portare una corrente non superiore a 0,1 A quando non è montato su un dissipatore, mentre se viene montato su un dissipatore il limite di corrente è di 0,3 A.

Il condensatore C₇ e il diodo D₃ servono a prevenire che segnali di disturbo prodotti dal motorino, raggiungano la parte sensibile del circuito, eliminando così degli effetti non desiderati.

Dispositivo « spara-luce »

In fig. 3 abbiamo riportato la rappresentazione schematica del dispositivo « spara-luce » con il pulsante non premuto.

Il condensatore elettrolitico C₁ è poi caricato attraverso la resistenza R₁ dalla batteria a 9 V. Quando il pulsante viene premuto esso chiude il circuito e il condensatore si scarica attraverso la lampadina. Questa si accende per un istante con una sovratensione; questo metodo di funzionamento riduce il tempo di vita della lampadina in modo considerevole ma anche così un numero elevato di lampi può essere fatto prima di dover cambiare la lampadina.

Tutte le lampadine da 3 V - 0,15 A possono andare bene per questo circuito, però è consigliabile usare il tipo Philips PR 9 in quanto il suo supporto è munito di una

flangia di centratura. Quando questa lampada è inserita nel contenitore il filamento sarà sempre nella posizione per la massima accensione.

è perciò chiamato un foto-conduttore. Gli elettroni sono liberi solo per un tempo limitato e quando la luce viene a mancare, essi vengono catturati dalle « cavità ».

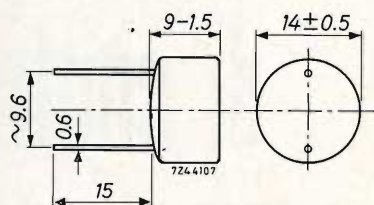
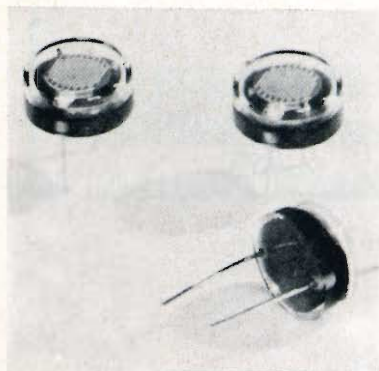


Fig. 4 - Dimensioni d'ingombro e aspetto reale delle fotoresistenze usate nel circuito.



Le lenti del contenitore dovrebbero essere preferibilmente regolabili. È essenziale che il raggio sia accuratamente a fuoco sul « bersaglio » con la LDR, senza tener conto della distanza fra sorgente luminosa e bersaglio. È consigliabile impiegare lenti biconvesse aventi un diametro di circa 2,5 cm e una distanza focale compresa fra 5 e 10 cm. Per scegliere la distanza focale tenere le lenti fra un foglio di carta e una sorgente di luce forte (il sole, o una lampada a una distanza considerevole) e distanziarla finché il punto di luce sulla carta raggiunga le dimensioni più piccole. Misurare la distanza fra le lenti e la carta, questa sarà la distanza focale.

Caratteristiche delle fotoresistenze LDR

Le fotoresistenze LDR sono fatte di solfuro di cadmio, un materiale che, se preparato in modo appropriato, contiene o no un numero molto basso di elettroni liberi quando è tenuto in oscurità assoluta più conduttore. Il solfuro di cadmio Quando esso assorbe luce, gli elettroni vengono liberati e così il materiale diventa più conduttore; il solfuro di cadmio

Così il conduttore diventa di nuovo un isolante. In fig. 5 abbiamo riportato il grafico resistenza-flusso luminoso della LDR.

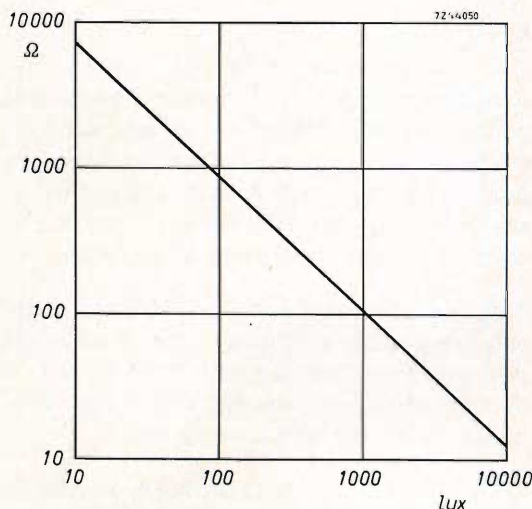


Fig. 5 - Grafico illustrante la resistenza in funzione del flusso luminoso.

La resistenza in oscurità totale è di 10 MΩ mentre a 1000 lux è di 75 ÷ 300 Ω. In fig. 4 riportiamo le dimensioni d'ingombro della fotoresistenza.

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

2 semplici circuiti di controllo

Descriviamo in questo articolo due semplici circuiti di controllo: rispettivamente per il controllo della tensione delle batterie e per il controllo delle correnti alternate. Entrambi i circuiti possono essere molto utili a tutti coloro che si interessano di elettronica, sia per la loro semplice realizzazione che per i molteplici impieghi cui possono essere adibiti.

Nella maggior parte dei circuiti che vengono montati è spesso necessario controllare dei valori di tensione e di corrente e allo stesso tempo è utilissimo poter verificare con buona precisione lo stato delle batterie che alimentano il circuito e il consumo degli apparecchi.

A questo scopo abbiamo pensato di fare cosa gradita ai nostri lettori riportando due semplici circuiti: uno che permette di controllare le tensioni e uno che permette di controllare le correnti.

Più precisamente, il primo è adatto ad un controllo preciso di batterie nella gamma da 1,5 a 2,8 V. Questo circuito ha la particolarità molto importante di funzionare secondo il metodo dello zero, consistente come è noto nel fare una compensazione della tensione sconosciuta della batteria da provare con una tensione di riferimento regolabile fornita da una sorgente interna allo strumento stes-

so. Seguendo questo metodo si ha che quando le due tensioni hanno lo stesso valore, l'indice dell'apparecchio di misura ritorna a zero e si può allora leggere il valore della tensione sul quadrante di un potenziometro preventivamente tarato.

Il secondo circuito invece è costituito da un amperometro per corrente alternata che ha come caratteristica principale quella di permettere la verifica delle correnti da controllare, senza dover effettuare alcun collegamento diretto con l'apparecchio in prova.

Naturalmente tutti e due questi apparecchi devono essere usati in combinazione con un tester.

Il secondo circuito, cioè l'amperometro per corrente alternata, permette il controllo di correnti nella gamma da 0 a 10 A, senza essere collegato direttamente. Questo si può ottenere, grazie all'impiego di

un piccolo trasformatore che produce una tensione alternata proporzionale alla corrente applicata, inoltre un semplice montaggio collegato a un voltmetro permette di ottenere una lettura corrispondente alla corrente alternata.

1° Circuito - Prova tensione

Come si può vedere sullo schema di fig. 1, il dispositivo destinato al controllo delle batterie, è formato da un partitore di tensione con rapporto variabile. Esso è formato dalla resistenza R_3 e dal potenziometro R_2 da 2500Ω , questo potenziometro deve avere una precisione più accurata possibile; la resistenza R_3 deve avere un valore di 700Ω , $1/2 W$. Come si può vedere in fig. 1, le due estremità delle resistenze R_2 e R_3 devono essere collegate a delle pile che forniscono la tensione di riferimento. Queste pile devono essere di preferenza al mercurio o al manganese in modo da ottenere una tensione più costante possibile. Nel caso si voglia ottenere una precisione più accurata è consigliabile montare sul perno del potenziometro R_2 una manopola con demoltiplica.

Per facilitare il collegamento del circuito alle batterie da provare i due fili terminali sono stati muniti di pinze a coccodrillo; questi fili sono costituiti da due cavetti flessibili isolati di lunghezza variabile secondo le necessità.

Nel circuito si può vedere un'altra resistenza, che deve avere un valore di 1000Ω , $1/2 W$.

Per tarare l'apparecchio si collega all'ingresso una batteria di prova formata se possibile da due elementi di batterie al mercurio collegati in serie. A questo punto si regola il potenziometro R_2 fino ad ottenere una lettura uguale a zero sul voltmetro.

Effettuata questa prima operazione si deve ruotare la manopola del potenziometro nel senso inverso di quello mostrato dall'indice, cioè in modo da ottenere la sua posizione in corrispondenza

del valore 100 della scala. La scala lineare di riferimento da 0 a 100 corrisponde a una gamma di tensioni continue da 1,5 a 2,8 V, tarata in modo molto preciso per esempio in centesimi di volt.

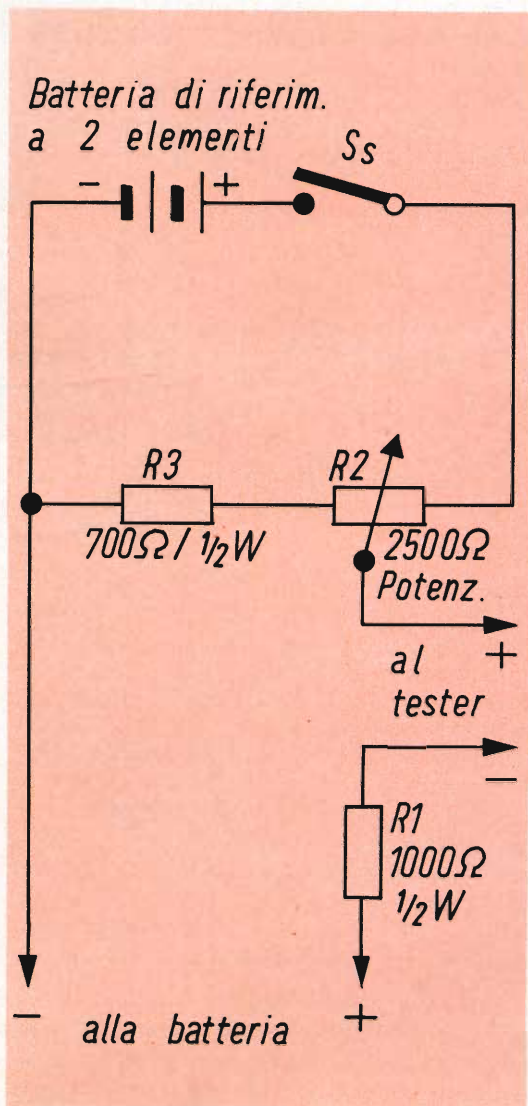


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito per il controllo della tensione delle batterie.

Prima di effettuare una misura, si deve sempre mettere il punto di riferimento della manopola su 2,8 V; dopodiché si collegano i due fili di collegamento alla batteria in prova, e si ruota la manopola

del potenziometro in modo da ottenere una misura di zero. Infine si apre l'interruttore S_1 a lettura ultimata.

Il Circuito - Prova corrente

In fig. 2 è rappresentato lo schema elettrico del circuito per il controllo della

sione indotta in questo circuito secondario è proporzionale alla corrente che attraversa il primario.

È consigliabile montare la bobina L_1 su un supporto in alluminio all'interno di un contenitore, e gli elementi che formano il resto del circuito su un pannello di resina fenolica.

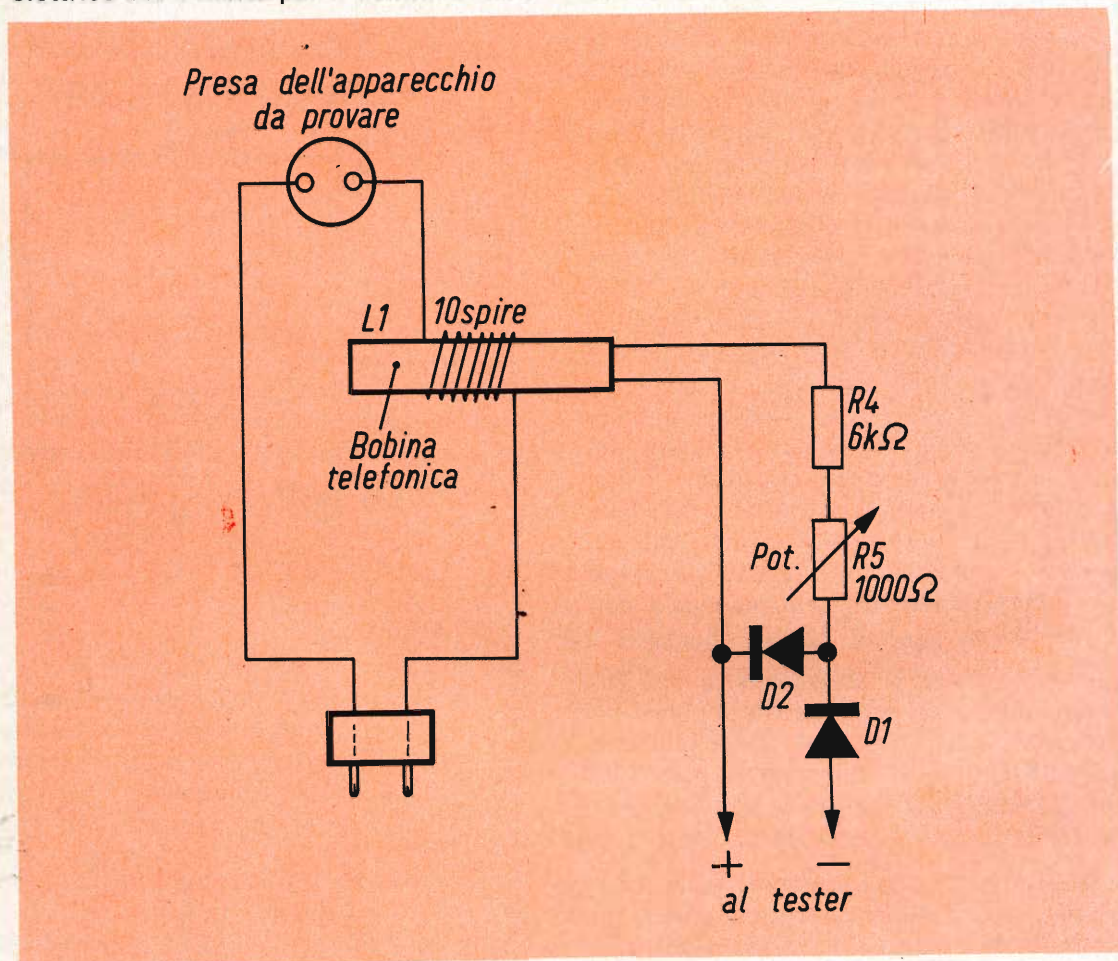


Fig. 2 - Schema elettrico del circuito per il controllo delle correnti alternate.

corrente alternata. A prima vista questo circuito sembra dover permettere un controllo a distanza, ma in realtà non è così. Infatti come abbiamo detto in precedenza, uno dei capi del cavo forma in effetti un avvolgimento primario di 10 spire di un trasformatore di corrente. L'avvolgimento secondario di questo trasformatore è formato da una bobina telefonica L_1 ; la ten-

Per la taratura di questo circuito è sufficiente impiegare una lampadina da 150 W. Si regola il potenziometro R_5 da 100Ω , in modo da ottenere una lettura di 1,25 A in corrente alternata. La resistenza R_4 deve avere un valore di 6000Ω , 1/2 W; i diodi D_1 e D_2 sono del tipo germanio o al silicio del tipo 1N34 o di tipo equivalente (OA95).

U-1 ponte comparatore RCL RCL RCL RCL

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Alimentato integralmente in c.a. e provvisto di oscillatore interno, consente di effettuare accurate misure di precisione procedendo col metodo di confronto.

Il ponte di misura che presentiamo è uno strumento assai versatile ed universale.

Generalità

Può misurare resistenze da 1 Ω a 50 M Ω , capacità da 1 pF a 20 μ F ed induttanze da 50 μ H ad oltre 20 H. E' alimentato in c.a. ed è provvisto di oscillatore interno; quale indicatore di zero impiega il tubo ad alta sensibilità EM87 che, grazie anche ad un'adeguata preamplificazione, consente azzeramenti estremamente precisi e netti. Le misure avvengono per confronto, con campioni esterni, compresi nello strumento sono i potenziometri ed i circuiti che consentono le prove di perdita e di dispersione dei condensatori di qualsiasi tipo.

Il circuito

Come è visibile dalla fig. 1 l'alimentazione è effettuata dalla rete, tramite il trasformatore T1 che ha lo scopo di accendere i filamenti a 6,3 V di V1-V2 e di fornire la tensione anodica per le prove di dispersione. La rettificazione avviene attraverso il raddrizzatore al selenio D2, che funziona in semionda, ed il gruppo C8 - C9 - R14 che fa sì che la tensione presente a valle sia sufficientemente livellata. R13 elimina la possibilità

che si manifestino pericolose punte di corrente all'atto dell'accensione quando C8 è ancora scarico.

La tensione continua livellata viene inviata alle valvole e ad R15-R16. Quest'ultimo è un potenziometro lineare che, convenientemente regolato quando S2 è chiuso, applica, attraverso R5, ai morsetti centrali (II°-III°) del ponte una tensione continua variabile da zero ad un massimo di circa 150 V. Se pertanto ai morsetti I° e II° è ad esempio collegato un condensatore elettrolitico che deve essere misurato, è possibile applicargli una tensione continua che oltre a polarizzarlo convenientemente, permette di verificarne, almeno entro certi limiti, l'isolamento.

La tensione anodica che viene inviata alle valvole, giunge a V1-b ed a V2 tramite il collegamento contraddistinto in fig. 1 con +B, mentre a V1-a perviene passando per il gruppo di disaccoppiamento R2 - C3.

V1-a-b sono le due sezioni di un doppio triodo ECC82 e, precisamente, V1-a ha funzioni di oscillatore locale di BF mentre V1-b amplifica.

Per T2 è stato usato un trasformatore d'uscita per... transistor, che ha dimostrato all'atto pratico di resistere bene alle

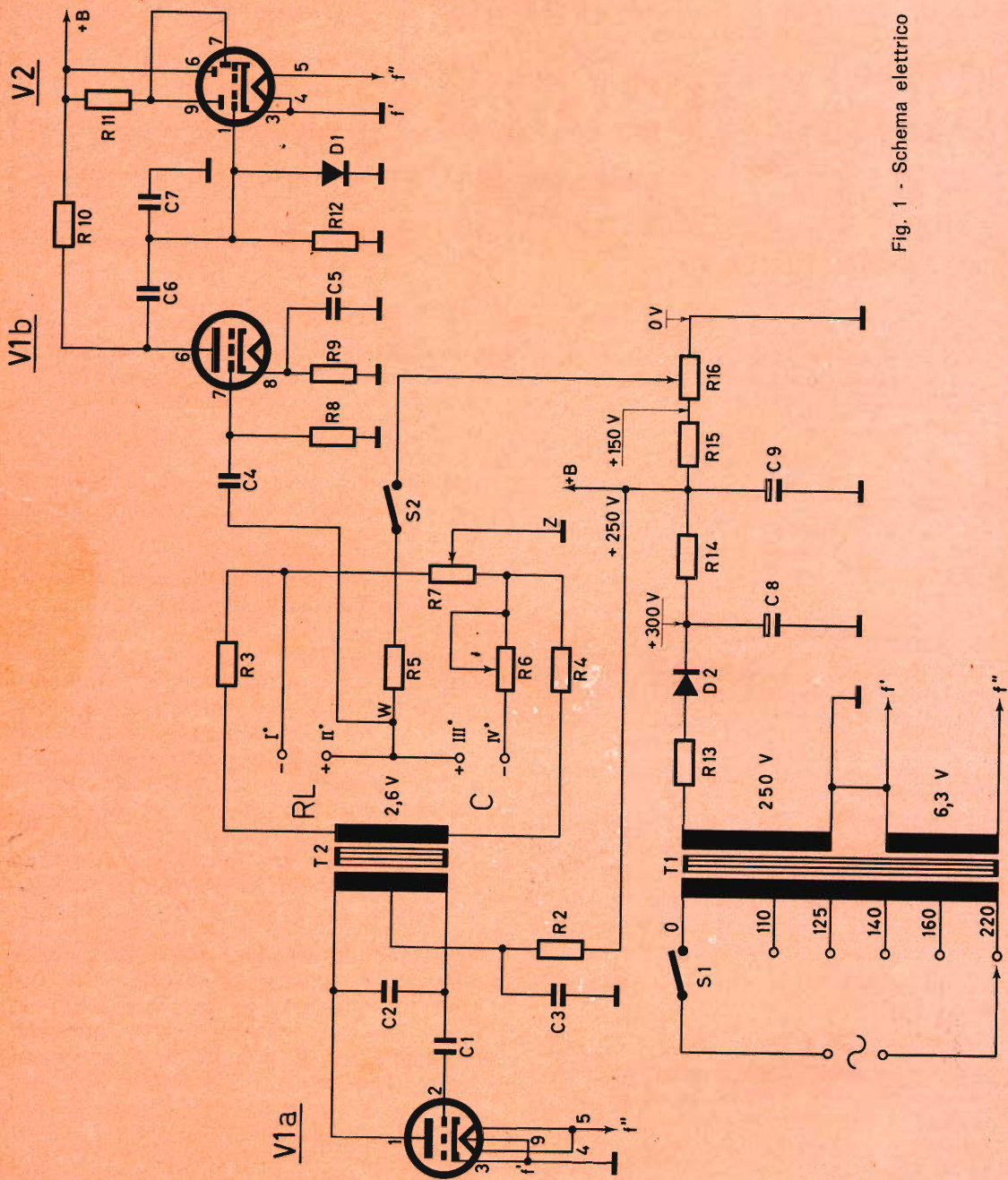


Fig. 1 - Schema elettrico

tensioni relativamente elevate applicategli e di avere un rapporto d'impedenza favorevole. Il segnale generato ha una frequenza di circa 8 kHz ed è stato scelto di tale valore, invece dei soliti 1 kHz, poiché permette meglio la misura delle più piccole capacità ed induttanze.

In corrispondenza dei terminali di ogni valvola compaiono nella fig. 1 dei numeri che si riferiscono ai corrispondenti piedini degli zoccoli; questi ultimi, come consuetudine, s'intendono visti dal di sotto e con numerazione progressiva letta in senso orario. La tensione che esce dal secondario di T2 è di circa 2,6 V ed è applicata tramite R3 - R4 al ponte vero e proprio fornendogli la tensione di lavoro. Data la piccolezza di questa tensione, non vi è alcun pericolo che danneggi durante le misure i componenti più delicati.

La funzione di R3 - R4 è soprattutto quella di creare un forte disaccoppiamento in modo che anche quando si misurano valori estremi, come ad esempio resistenze di pochi ohm, non venga turbato il funzionamento dell'oscillatore.

I componenti da misurare vengono collegati ai morsetti I°-II° se si tratta di condensatori e III°-IV° se si tratta di resistenze od induttanze. Collegando all'altra coppia di morsetti rimasti liberi dei componenti il cui valore sia noto con precisione (e non superiore od inferiore di 10 volte rispetto a quello da misurare) si avrà un segnale minimo fra i punti W-Z, quando si riequilibra il ponte regolando R7.

Il potenziometro R6 serve per introdurre una componente resistiva in serie a certi campioni aventi un sensibile fattore di potenza. Le variazioni di tensione alternata ed il punto di minimo fra W-Z sono nettamente osservabili visivamente sull'indicatore elettronico V2, grazie alla amplificazione data da V1-b ed alla rettificazione effettuata da D1.

Costruzione

Nella fig. 2 è visibile il ponte comparatore ultimato, sul cui pannello compaiono i morsetti I-II-III-IV, in centro vi è il comando ad indice del potenziometro R7, sotto a questo i potenziometri R6 ed R16, all'estrema destra, l'interruttore di rete

S1 e la finestra verticale a cui è affacciato lo schermo luminoso di V2.

In fig. 3 è riportato il disegno del pannello e la piccola scala in centimetri tracciata in basso serve per ricavare le reali



Fig. 2 - Ponte comparatore RCL.

proporzioni, indipendentemente dal rapporto di riproduzione a stampa.

Le lettere « RL » e « C » che compaiono accanto ai morsetti stanno ad indicare la posizione in cui vanno inseriti i componenti campione. La taratura delle scale va effettuata ex-novo, come verrà spiegato in seguito.

Il pannello su cui sono incise le diciture e le scale ha dimensioni di 153 x 253 mm con uno spessore di 1mm. A tergo vi è il circuito stampato pure di 153 x 253 mm che è inciso secondo la traccia di fig. 4.

I numeri (da 1 a 9) che vi compaiono si riferiscono ai collegamenti dello zoccolo di V1 a-b. Ad esempio, i piedini n. 3-9 (come visibile anche dallo schema della fig. 1) vanno collegati alla massa generale. Pertanto, in fig. 4, non solo sono contraddistinti con tali numeri i punti dove vanno collegati i rispettivi piedini dello zoccolo, ma tutte le altre zone dove compare il numero 9 fanno parte della massa. Quando invece non è indicata la collocazione dei componenti, ciò significa che essa è lasciata libera a discrezione del costruttore.

Per evitare antiestetiche forature che deturperebbero il lato frontale, il mon-

taggio sul circuito stampato viene effettuato secondo il metodo « tutto sopra ».

L'occhio magico V2 va montato mediante una fascetta elastica e centrato verticalmente dietro all'apposita finestrella rettangolare; ha un proprio zoccolo su cui

vitabili piccole differenze che sussistono fra componenti anche dello stesso tipo e soprattutto fra potenziometri.

Allo scolo s'inseriscono delle resistenze di precisione fra i morsetti contraddistinti RL e, lasciando escluso R6 ed

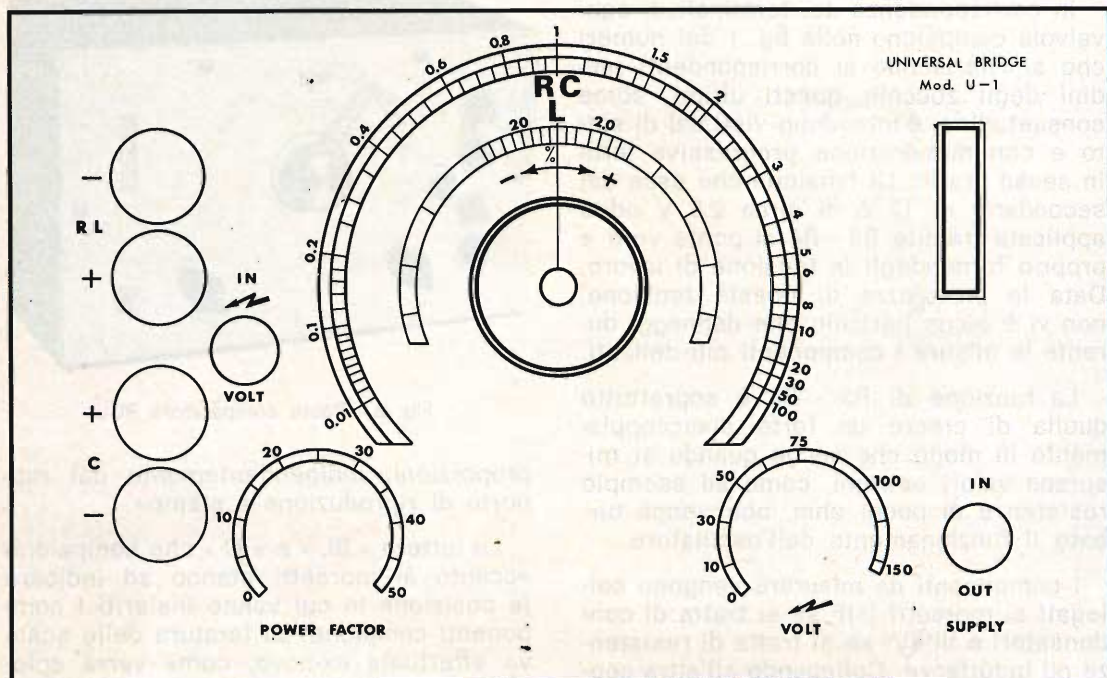


Fig. 3 - Il pannello.

si possono saldare direttamente R11, R12, D1 e C7.

Il trasformatore di alimentazione T1, dato il suo peso, viene fissato con viti al fondo della cassetta metallica entro cui è collocato lo strumento. Esso può avere una profondità di 125 mm e dimensioni frontali di 158 x 258 mm; è necessaria sul davanti una battuta tutt'attorno di 10 ÷ 12 mm per l'appoggio ed il fissaggio del « sandwich » pannello-circuito stampato.

La parte posteriore, da cui si farà uscire il cordone di rete, dovrà avere anche numerose finestrate per assicurare una sufficiente ventilazione dell'interno.

Taratura

La tracciatura della scala va effettuata per ogni singolo apparecchio, date le ine-

aperte S2, si traccerà la scala dei rapporti di R7.

Ad esempio, s'inseriscono fra i morsetti RL e C due resistenze di alta precisione da 10.000 Ω ciascuna; allora la posizione per cui R7 determina l'azzeramento perfetto del ponte (occhio magico tutto « aperto ») va segnata col numero « 1 », verticalmente ed al centro-scala. Poi, trovato tale punto, si tarerà tutta la scala impiegando una cassetta di resistenze a decadi, oppure una serie di resistenze campione da inserire e disinserire in modo decimale crescente o decrescente.

Se ad esempio il centro-scala è stato ottenuto con 10.000 Ω , inserendo via, via, fra i morsetti C resistenze di valori decrescenti da 9.900 Ω , sino a 1000 e 100 Ω , si potrà tracciare la metà sinistra della

scala. Poi, sempre lasciando collegata la resistenza campione da 10.000Ω fra i morsetti RL ed inserendo progressivamente fra i morsetti C delle resistenze di 10.100 , 10.200 , ecc. sino a valori di 100.000 e $1 \text{ M}\Omega$ si tratterà tutta la metà destra della scala (rapporti da 1 a 100).

Impiego

Per procedere all'utilizzazione del ponte non occorrono accorgimenti particolari per quanto concerne le resistenze. Si collocano ai morsetti RL i campioni ed ai morsetti C le resistenze incognite e con

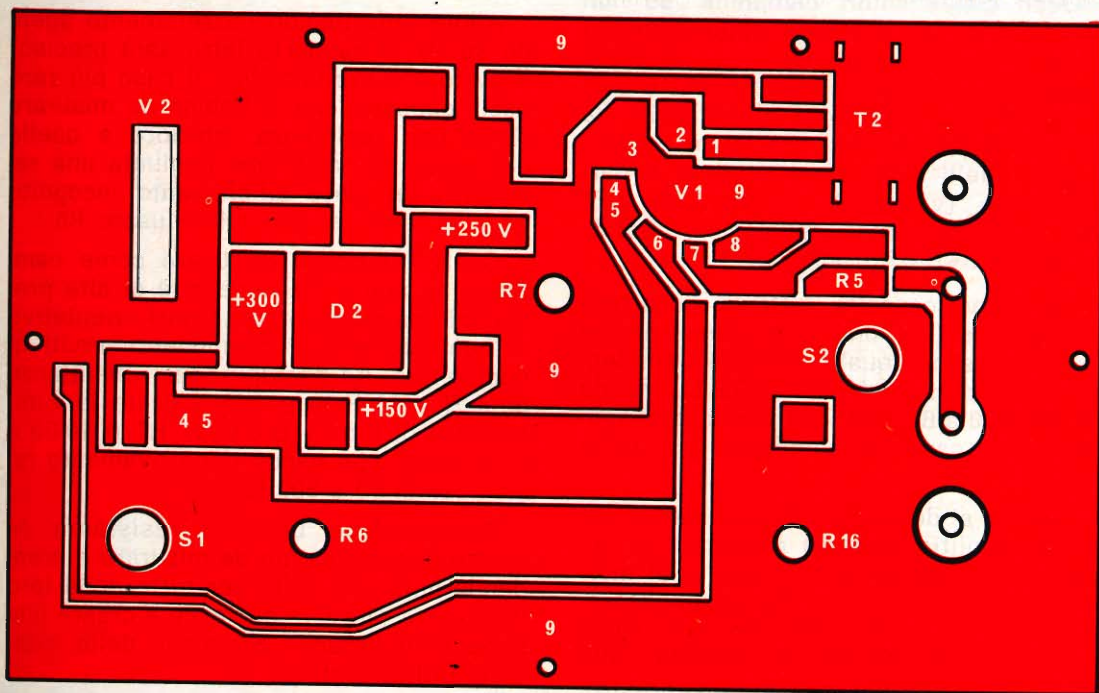


Fig. 4 - Circuito stampato.

Un semplice calcolo dimostra che il numero delle resistenze necessarie per la taratura è limitato, potendosi infatti approntare, per la parte variabile, due catene resistive una da $10.000 + 10.000 \dots + 50.000 = 100.000 \Omega$ e l'altra di $100 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega + \dots 500 \text{ k}\Omega = 1 \text{ M}\Omega$ che fra loro combinate opportunamente possono dare tutta la gamma dei valori occorrenti.

Adatti allo scopo sono ad esempio i resistori a strato metallico di precisione ($\pm 1\%$) (G.B.C. n. DR/0350 e seguenti), oppure a strato di carbone ad alta stabilità (G.B.C. n. DR/0300 e seguenti), con l'avvertenza che mancando i valori di 50.000 e 500.000Ω esatti, occorrerà supplire con coppie di resistori di $33.000 + 22.000 \Omega$ e $0,33 + 0,22 \text{ M}\Omega$.

Terminata la tracciatura della scala dei rapporti si ottiene quella più interna delle « tolleranze percentuali » per semplice via grafica.

S3 aperto ed R6 escluso si legge sulla scala di R7 il rapporto che intercorre fra campione e resistenza incognita. Se i due elementi fossero identici, l'azzeramento si ottiene ovviamente quando l'indice di R7 si trova esattamente sul n. 1.

Quando si passa poi alla misura delle induttanze e dei condensatori i campioni di precisione si collegheranno ai morsetti RL (induttanze) o C (capacità); ai morsetti che restano liberi vanno invece collegati i componenti da misurare.

Se le componenti elettriche in fase ed in quadratura dei campioni concordano con quelle dei componenti sotto misura, si hanno azzeramenti ottimi, desumibili da una vistosissima « apertura » dell'occhio magico. Se invece i componenti sotto misura hanno forti perdite, l'azzeramento è poco preciso; si può ovviare a tale inconveniente che in genere si ma-

nifesta solo con grandi capacità, inserendo gradualmente R6, dopo ottenuta l'indicazione di minimo, fintanto che la resistenza parassita così introdotta in serie al campione bilanci le perdite del condensatore che si trova sotto misura.

Quali condensatori campione, se non si vogliono far costruire appositamente delle unità di alta precisione (e di costo maggiore) si possono usare quelli G.B.C. n. BB/0400-00 - BB/0401-70 (capacità da 220 a 150.000 pF) con precisione $\pm 2\%$, oppure quelli a mica argentata e di pari precisione (valori da 47 a 10.000 pF) che sono compresi nella serie G.B.C. n. BB/0902-47 - BB/0928-00.

Per grandi capacità, tuttavia, occorrerà accontentarsi di una precisione minore ($\pm 5\%$) usando quali campioni i condensatori a carta ed olio (G.B.C. n. da BB/7940-00 a BB/7941-30) che sono disponibili con capacità comprese fra 0,5 e 31,5 μF .

Quando si debbono misurare condensatori elettrolitici occorre rispettare la polarità (positivo sempre collegato ai morsetti centrali), chiudere S2 ed applicare, regolando R16, una tensione non superiore a quella di lavoro prevista. Allo scopo, mediante misura con un voltmetro, si saranno segnate in precedenza sulla scala di R16 le tensioni che corrispondono alle varie posizioni dell'indice della manopola, in modo da poter sapere a priori la tensione applicata.

E' ovvio che qualora si disponga di condensatori elettrolitici di valore ben noto e di sicuro affidamento, si possono effettuare misure per confronto con questi, ciò che elimina la necessità di approvvigionarsi dei molto più costosi condensatori a carta di grandissima capacità. Infine, quando si debbono misurare induttanze, gli elementi incogniti vanno inseriti fra i morsetti C mentre i campioni fra i morsetti RL.

Affinché le misure siano attendibili occorre che la resistenza degli avvolgimenti sia minima rispetto all'induttanza pura, oppure le resistenze del campione e dell'induttanza incognita coincidano sensibilmente. Pertanto, all'atto pratico, quando capita di misurare induttanze aventi una resistenza in c.c. non trascurabile, è be-

ne conoscerne l'entità misurandone in anticipo il valore mediante un comune ohmmetro funzionante in c.c. Dopo di che si aggiungerà in serie all'induttanza campione un resistore di valore tale per cui le resistenze del campione e dell'elemento incognito coincidano sensibilmente.

Allora, effettuando l'azzeramento agendo su R7, il rapporto letto sarà preciso; è ovvio che verificandosi il caso più raro ossia opposto, che la bobina da misurare abbia una resistenza inferiore a quella del campione, andrebbe aggiunta una resistenza in serie all'elemento incognito ed allo scopo si può allora usare R6.

Quali induttanze da usare come campioni, se non si ha necessità di alte precisioni, ma bastano solo valori orientativi, si può ricorrere ai componenti pronti in commercio. Ad esempio, quali induttanze da 1 H e 10 H si possono usare le « impedenze di filtro » G.B.C. n. HT/0010-00 e HT/0160-00 che hanno rispettivamente resistenze di 50 e 500 Ω .

Bilanciandone bene la resistenza rispetto al componente da misurare e prendendo nota una volta per tutte della loro induttanza effettiva si riesce a creare una serie di induttanze campione della massima utilità pratica.

Per valori induttivi più piccoli si può impiegare come campione orientativo la « bobina di correzione » G.B.C. OO/0477-00; questa, con nucleo estratto, ha una induttanza di 1 mH con una resistenza di 5 Ω . Purtroppo, non esistono campioni pronti per i valori di 0,1 e 0,01 H; tuttavia, dato il forte rapporto del ponte, con l'induttanza campione da 1 mH si riescono a misurare induttanze da 100 μH a 0,01 H e con quella da 1 H da 0,1 a 10 H, per cui, sia pure con precisione ridotta data la zona più ristretta della scala dove avvengono le letture estreme, si riesce ugualmente a coprire un vasto campo di misure.

Ovviamente, e ciò vale sia per le resistenze che per le induttanze e le capacità, tanto più la misura viene fatta in prossimità del rapporto 1 : 1 della scala di R7, tanto più la precisione ottenibile è massima.

Il ponte consente anche rapporti di 1 x 100 e 1 : 100, ma tali limiti estremi

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

possono servire utilmente solo per una valutazione degli ordini di grandezza ma non per effettuare delle vere e proprie misure.

Infine, per quanto concerne la misura di resistenze, come già detto, ciò non comporta alcun problema. Gli stessi resistori usati per la taratura possono servire poi come normali campioni di routine.

Per terminare occorrerà sottolineare come l'assenza di qualsiasi commutatore per la sostituzione dei campioni e la possibilità di usare per il confronto sia campioni di bassa che di elevatissima precisione, unitamente alla presenza di una elevata frequenza interna, fanno di questo ponte universale di misura uno strumento assai versatile, preciso ed utile.

G.A.U.

ELENCO MATERIALE

Resistenze		
R1	47 k Ω , 1/2 W	DR/0102-19
R2	4,7 k Ω , 1 W	DR/0151-71
R3, R4, R13	100 Ω , 1/2 W	DR/0100-91
R5	10 k Ω , 1 W	DR/0151-87
R6	potenziometro a filo lineare 470 Ω	DP/2601-47
R7	potenziometro a filo lineare 10 k Ω , 4 W	DP/2503-10
R8	0,47 M Ω , 1/2 W	DR/0102-67
R9	10 k Ω , 1/2 W	DR/0101-87
R10	0,22 M Ω , 1/2 W	DR/0102-51
R11	0,1 M Ω , 1/2 W	DR/0102-35
R12	3,3 M Ω , 1/2 W	DR/0103-07
R14	2,2 k Ω , 2 W	DR/0261-55
R15	22 k Ω , 2 W	DR/0262-03
R16	potenziometro a filo lineare 68 k Ω . 3 W	DP/2413-68
Condensatori		
C1, C2	4,7 kpF \pm 2%, 400 V c.c.	BB/0400-80
C3	0,1 μ F \pm 10%, 400 V c.c.	BB/2081-30
C4, C7	2,2 k Ω \pm 10%, 400 V c.c.	BB/2080-20
C5	0,1 μ F \pm 20%, 125 V c.c.	BB/1980-70
C6	4,7 kpF \pm 10%, 400 V c.c.	BB/2080-40
C8, C9	elettrolitico 16 + 16 μ F, 350 VL	BB/4720-00
Valvole e diodi		
V1 a-b	ECC 82	—
V2	EM 87	—
D1	OA 5	—
D2	raddrizz. al selenio 250 V, 60 mA	EE/0068-00
Trasformatori		
T1		HT/3040-00
T2		HT/2030-00
Varie		
S1, S2	n. 2 interruttori unipolari	GL/1200-00
—	n. 2 zoccoli noval	GF/1930-00
—	n. 1 cordone d'alimentazione con spina	CC/0277-00
—	n. 4 morsetti serrafilo col. rosso	GD/1100-00
—	n. 2 morsetti serrafilo col. nero	GD/1102-00

CALCOLO DEI TEMPI DI RITARDO NELL'AZIONAMENTO DEI RELÈ

STUDI
E
BREVETTI

Si descrive in quest'articolo un sistema di calcolo dei tempi di ritardo nell'azionamento dei relé. Il sistema è basato sull'impiego dei termistori e sulle capacità di questi componenti di variare la loro resistenza in dipendenza dalla corrente che li attraversa; un'altra delle caratteristiche dei termistori impiegati, di cui si deve tener conto, è la loro capacità termica.

La figura 1 mostra lo schema elettrico di principio per ottenere l'attrazione ritardata di un relé mediante termistore (resistenza NTC), che offre evidenti vantaggi di rapidità e semplicità di realizzazione; è però limitato ad impieghi ove non sia richiesta precisione nel tempo di ritardo e possono essere raggiunti al massimo ritardi di qualche decina di secondi.

I termistori da impiegare per questa particolare applicazione appartengono alla famiglia dei cosiddetti termistori di inserzione o avviamento, che al contrario di normali termistori di compensazione, funzionano per autoriscaldamento, cioè la variazione della loro resistenza è provocata dalla corrente che li attraversa.

Alla chiusura dell'interruttore I il termistore, per effetto della corrente che scorre nel circuito, si riscalda e la sua resistenza gradatamente diminuisce mentre la corrente nel circuito proporzionalmente sale sino a raggiungere, dopo un certo tempo, quel valore minimo e sufficiente alla bobina del relé per l'attrazione dello stesso.

Il relé una volta attratto, mediante il suo contatto r1, cortocircuita il termistore

in modo che questo abbia il tempo di raffreddarsi e sia pronto per un successivo azionamento.

Fra le caratteristiche del termistore quella che deve essere presa in considerazione per la determinazione del tempo è la sua capacità termica, cioè la potenza nell'unità di tempo che provoca la sovrarelevazione di temperatura di 1°C del termistore, dipendente in massima parte dalla massa del termistore stesso.

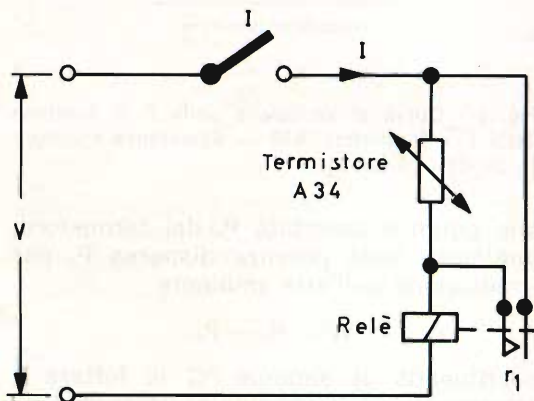


Fig. 1 - Schema di principio per l'azionamento ritardato di un relé mediante termistore.

La capacità termica K_T viene indicata in W per s per °C.

$$K_T = W \cdot s/^\circ C$$

Dalla espressione suddetta si ricava la formula per la determinazione del tempo di ritardo τ .

$$\tau = \frac{K_T \cdot ^\circ C}{W}$$

W corrisponde alla potenza di riscaldamento del termistore la quale è uguale

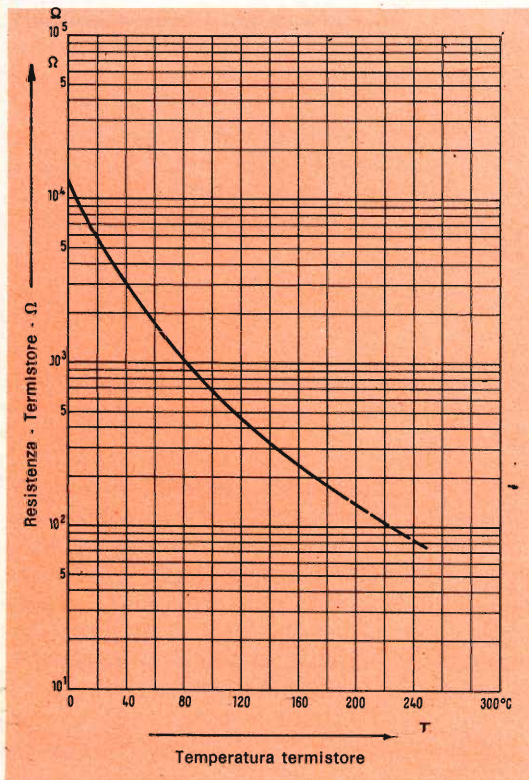


Fig. 2 - Curva di variazione della R in funzione della T. - Termistore A34 — Resistenza nominale (a 20°C) = 6.000 Ω.

alla potenza assorbita P_a dal termistore, diminuita dalla potenza dispersa P_d per irradiazione nell'aria ambiente

$$W = P_a - P_d$$

sostituendo al simbolo °C la lettera T (temperatura) la formula si presenterà:

$$\tau = \frac{K_T \cdot T}{P_a - P_d}$$

ove τ = tempo di ritardo in secondi

K_T = capacità termica del termistore in W

T = in gradi, temperatura raggiunta dal termistore al momento dell'azionamento del relé

P_a = potenza assorbita in W

P_d = potenza dispersa in W.

Quest'ultimo valore P_d è rilevabile tramite la costante di dissipazione K_d , altro dato caratteristico del termistore, data in W per °C $P_d = K_d (T - t)$

ove t = temperatura ambiente; in definitiva la formula per la determinazione del tempo di ritardo sarà

$$\tau = \frac{K_T \cdot T}{P_a - K_d \cdot (T - t)}$$

Un esempio pratico renderà più evidente il procedimento per l'applicazione della formula e la determinazione dei dati prefissati del circuito.

Ammettiamo di avere a disposizione un microrelé con bobina di 600 Ω con minima corrente di attrazione di 17 mA, normalmente un 30% circa in meno del valore minimo tabellare; sia stato scelto un termistore di avviamento Siemens tipo A 34 per il quale vengono indicati i seguenti dati tabellari:

capacità termica $K_t = 10 \text{ mW s}/^\circ C$
 costante di dissipazione $K_d = 1,5 \text{ mW}/^\circ C$
 coefficiente di temper. $K_T = -3,4\%/^\circ C$

Dallo schema elettrico a figura 1 è evidente affinché circoli nel circuito una corrente di 15 mA, minima sufficiente per attrarre il relé, la resistenza totale dovrà essere:

$$R_{tot} = \frac{V}{I} = \frac{24}{0,017} = 1410 \Omega$$

data la resistenza della bobina del relé di 600 Ω, nell'istante dell'attrazione il termistore dovrà presentare una resistenza di:

$$1410 - 600 = 810 \Omega$$

Dobbiamo ora conoscere a quale temperatura il termistore raggiungerà il valore di 810 Ω.

La variazione della resistenza del termistore in funzione della sua temperatura viene indicato in base al proprio coeffi-

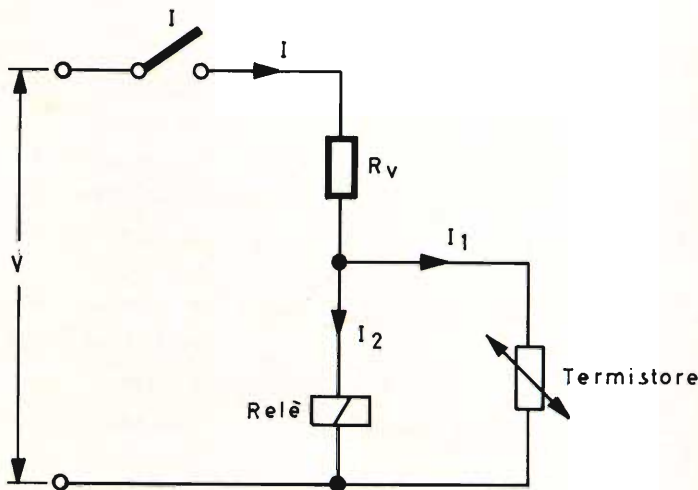
ciente di temperatura che come abbiamo visto sopra, per questo tipo è di $-3,4\%^\circ\text{C}$, cioè subisce una variazione negativa di $3,4\%$ del suo valore per ogni grado.

La variazione è una funzione esponenziale che non si lascia calcolare con faci-

lamente il relé dovrà essere dimensionato per sopportare questa massima dissipazione.

Variando la tensione di alimentazione, si possono ottenere variazioni nel tempo di ritardo, limitati dai valori minimi e mas-

Fig. 3 - Schema elettrico per ottenere una temporizzazione dell'attrazione del relé.



lità e pertanto di norma viene data dal fabbricante la curva di variazione della R in funzione della T come riportiamo in figura 2.

Dal grafico risulta che il valore di $810\ \Omega$ corrisponde ad una temperatura di 90°C .

La potenza assorbita P_a dal termistore in queste condizioni sarà

$$P_a = RI^2 = 810 \times 0,017^2 = 0,225\ \text{W}$$

mentre la potenza dispersa

$$P_d = K_d (T - t)$$

(t = temperatura ambiente a cui si riferisce il valore nominale del termistore, cioè $t = 20^\circ\text{C}$)

$$P_d = 0,0015 \cdot (90 - 20)$$

$$P_d = 0,0015 \times 70 = 0,105$$

e sostituendo nella formula generale:

$$\tau'' = \frac{0,01 \times 90}{0,235 - 0,105} = \frac{0,9}{0,130} = 6,9$$

cioè 7 secondi circa, tempo di ritardo alla attrazione del relé.

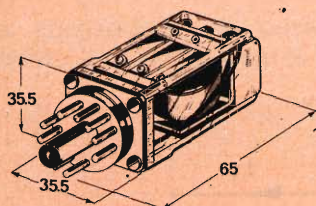
Dopo l'attrazione il termistore viene cortocircuitato e il relé è sottoposto alla totale tensione di alimentazione di $24\ \text{V}$,

simi applicabili sia al transistore che al relé. Per dimensionare questi circuiti occorre rispettare alcune condizioni di principio, e precisamente:

1) La tensione di alimentazione del circuito deve essere almeno due volte e non superiore a cinque volte la tensione massima ammessa dal termistore, secondo i dati caratteristici tabellari; se la tensione è minore di due volte si avranno notevoli influenze della temperatura ambiente sui tempi o la mancata inserzione, cioè il termistore raggiungerà una temperatura troppo bassa; se superiore a cinque volte il rapido ed eccessivo riscaldamento può provocare la distruzione del termistore stesso.

2) Nell'istante in cui il relé si attira la resistenza del termistore dovrà risultare maggiore di 0,7 volte la resistenza della bobina del relé.

3) La corrente minima di attrazione del relé deve essere minore di 0,7 I, intendendo con I la corrente di regime al momento dell'attrazione; è opportuno predisporre i componenti in modo che la resistenza del termistore al momento dell'attrazione



Relé con zoccolo octal

Bobina impregnata in resina.

Esecuzione:

con calotta antipolvere

Contatti:

argento

Tensione max tra i contatti:

250 Vca

Corrente max sui contatti:

5 A

Potenza di eccitazione:

1,3 W cc - 2,5 VA ca

	Contatti	Tensione	Ω
GR/1000-00	2 scambi	6 Vcc	32
GR/1010-00	2 »	12 Vcc	130
GR/1020-00	2 »	24 Vcc	500
GR/1030-00	3 »	6 Vcc	32
GR/1040-00	3 »	12 Vcc	130
GR/1050-00	3 »	24 Vcc	500
GR/1060-00	2 »	6 Vca	—
GR/1070-00	2 »	12 Vca	—
GR/1080-00	2 »	24 Vca	—
GR/1090-00	2 »	220 Vca	—
GR/1100-00	3 »	6 Vca	—
GR/1110-00	3 »	12 Vca	—
GR/1120-00	3 »	24 Vca	—
GR/1130-00	3 »	220 Vca	—

Relé « RBM » con zoccolo octal

Esecuzione:

con calotta antipolvere

Contatti:

argento

Tensione max tra i contatti:

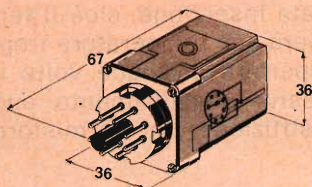
220 Vca

Corrente max sui contatti:

5 A

Potenza di commutazione:

600 VA



	N. orig.	Contatti	Tensione	Ω
GR/1150-00	93P943	1 scamb	6 Vcc	22
GR/1160-00	93P944	2 »	6 Vcc	22
GR/1170-00	93P945	3 »	6 Vcc	22
GR/1180-00	93P946	1 »	12 Vcc	93
GR/1190-00	93P947	2 »	12 Vcc	93
GR/1200-00	93P948	3 »	12 Vcc	93
GR/1210-00	93P949	1 »	24 Vcc	370
GR/1220-00	93P950	2 »	24 Vcc	370
GR/1230-00	93P951	3 »	24 Vcc	370
GR/1240-00	93P940	1 »	220 Vca	—
GR/1250-00	93P941	2 »	220 Vca	—
GR/1260-00	93P942	3 »	220 Vca	—

Relé con zoccolo octal

Esecuzione: con calotta antipolvere
 Contatti: argento-nichel
 Tensione max tra i contatti: 250 Vcc-ca
 Corrente max sui contatti: 10 A
 Potenza di eccitazione: 1,5 W cc - 2,5 VA ca
 Potenza di commutazione: 300 W cc - 1,2 kVA ca n.i.

Contatti	Tensione	Ω
2 scambi	6 Vcc	30
2 »	12 Vcc	100
2 »	24 Vcc	460
2 »	6 Vca	5
2 »	12 Vca	20
2 »	24 Vca	70
2 »	220 Vca	8.200

GR/1300-00

GR/1310-00

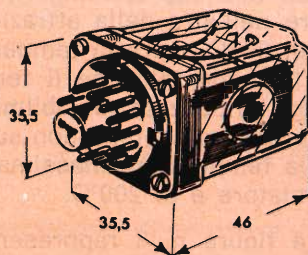
GR/1320-00

GR/1330-00

GR/1340-00

GR/1350-00

GR/1360-00



Relé con zoccolo undecal

Esecuzione: con calotta antipolvere
 Contatti: argento-nichel
 Tensione max tra i contatti: 250 Vcc-ca
 Corrente max sui contatti: 10 A
 Potenza di eccitazione: 1,5 W cc - 2,5 VA ca
 Potenza di commutazione: 300 W cc - 1,2 kVA ca n.i.

Contatti	Tensione	Ω
2 scambi	6 Vcc	30
2 »	12 Vcc	100
2 »	24 Vcc	460
3 »	6 Vcc	30
3 »	12 Vcc	100
3 »	24 Vcc	460
2 »	6 Vca	5
2 »	12 Vca	20
2 »	24 Vca	70
2 »	220 Vca	8.200
3 »	6 Vca	5
3 »	12 Vca	20
3 »	24 Vca	70
3 »	220 Vca	8.200

GR/1400-00

GR/1410-00

GR/1420-00

GR/1430-00

GR/1440-00

GR/1450-00

GR/1460-00

GR/1470-00

GR/1480-00

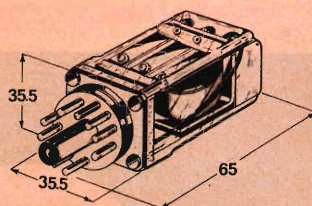
GR/1490-00

GR/1500-00

GR/1510-00

GR/1520-00

GR/1530-00



sia maggiore o eguale al valore della resistenza della bobina del relé, si ottiene cioè che l'incremento di corrente nell'istante di attrazione è quanto più ripido possibile.

4) Il circuito deve essere calcolato in modo tale che la temperatura del termistore nell'atto della attrazione, sia almeno di 80 °C sopra la temperatura ambiente, in modo tale che il tempo di ritardo venga influenzato sensibilmente dalla temperatura ambiente, e non superiore a 150° se la temperatura massima nominale del termistore è di 200°C.

La figura n. 3 rappresenta lo schema elettrico da realizzare per poter ottenere una temporizzazione dell'attrazione del relé, cioè alla chiusura del circuito il relé si attira subito e rimane attratto per un determinato tempo per poi ricadere.

Il termistore si trova in parallelo al relé e gradatamente si riscalda per effetto della corrente passante, diminuirà di conse-

guenza il suo valore ohmico e assorbirà una corrente sempre maggiore sino a un dato valore di corrente che provocherà ai capi di R, una caduta di tensione di valore tale che la tensione residua alla bobina del relé non sarà più sufficiente a mantenere attratto il relé.

Per la realizzazione di questo circuito sono da rispettare le seguenti condizioni di principio:

1) La tensione alla bobina del relé deve essere, a termistore freddo, almeno 1,5 volte il valore massimo della tensione ammissibile dal termistore stesso.

2) La tensione al relé alla caduta non deve essere inferiore a 1,5 volte la tensione nominale del termistore.

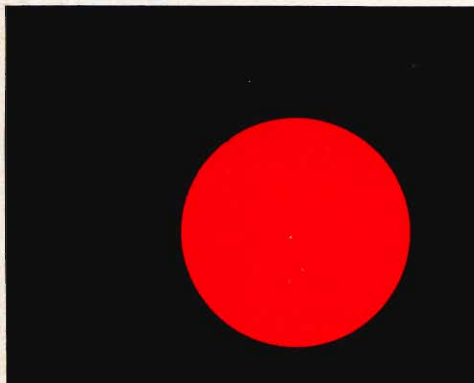
Naturalmente per ottenere un nuovo intervento occorrerà che il termistore venga raffreddato e riportato alla temperatura ambiente.

a cura di Italo Mason

**E' IN EDICOLA DAL 1° SETTEMBRE 1968 LA NUOVA RIVISTA
PROFESSIONALE DI ELETTRONICA**

ELETTRONICA OGGI

CHI VOLESSE RICEVERE IN ABBONAMENTO I PRIMI 4 NUMERI E' PREGATO DI VERSARE LIRE 3000 ANZICHE' LIRE 4000 SUL C.C. POSTALE N. 3/40678 INTESTATO A «SELEZIONE RADIO-TV» - VIA V. MONTI, 15 - MI



OFFERTA SPECIALE

**ABBONAMENTO AI FASCICOLI
10-11-12 DI
SELEZIONE RADIO-TV
PIU' 2° VOLUME CATALOGO
COMPONENTI ELETTRONICI G.B.C.
LIRE 1.500 (per spese di spedizione L. 500 in più)**

**NELLE PAGINE DI QUESTO FASCICOLO TROVERETE UN MODULO
DI C.C. POSTALE CHE VI FACILITERA' L'OPERAZIONE**

**PRECISIAMO CHE IL 2° VOLUME DEL CATALOGO COMPONENTI
ELETTRONICI G.B.C. E' IN OMAGGIO**

1 DIARIO SULLA FILODIFFUSIONE

**FATTI
E
COMMENTI**

Da una circolare della SIP, Direzione 1^a Zona Stipel, del novembre 1967, ai radiori-venditori:

Filodiffusione vuol dire ottime trasmissioni accoppiate a fedele ricezione; il pubblico però, nella sua maggioranza, conosce la filodiffusione solo per sentito dire, essendo non facile finora ottenere una dimostrazione pratica delle qualità del servizio.

D'altra parte è durante la stagione invernale che più volentieri passiamo il tempo libero nell'intimità della nostra casa, e la buona musica è piacevole riempitivo delle nostre ore tranquille.

Si è pensato quindi che un'azione di rilancio della filodiffusione, per avere buone probabilità di riuscita, dovesse unire al periodo favorevole, l'opportunità offerta al pubblico di ottenere **direttamente nel punto di vendita** la dimostrazione pratica della filodiffusione, la scelta dell'apparecchio desiderato o la più semplice procedura per ottenere l'allacciamento.

Per raggiungere più facilmente questi scopi chiediamo la collaborazione dei radiori-venditori, confidiamo di far loro cosa gradita. Eccetera eccetera.

Da un opuscolo di propaganda della SIP diretta al pubblico, e diffuso contemporaneamente alla circolare suddetta:

I rivenditori autorizzati dalla SIP ad acquisire l'utenza di FD, hanno la facoltà di far sottoscrivere direttamente la richiesta di impianto FD.

È data loro anche la facoltà di far sottoscrivere la richiesta di impianto provvisorio di FD, a titolo gratuito e per la durata di mesi due, a quegli utenti a cui il Rivenditore intendesse dare in prova apparecchiature di filodiffusione.

A tale scopo la SIP fornirà al Rivenditore il seguente materiale:

- moduli di « Ricerca d'impianto per la filodiffusione »;
- moduli di « Richiesta d'impianto provvisorio per la filodiffusione »;
- buste già intestate alla SIP e con affrancatura a carico della SIP stessa.

Il Rivenditore si impegna ad illustrare il servizio di filodiffusione sia come prestazioni che come caratteristiche d'impianto e condizioni economiche, facendo prendere visione delle condizioni e norme generali per il servizio di FD stampate a tergo dei moduli.

Otto mesi dopo. Dalla lettera di una ditta di Milano, incaricata di acquisire le utenze di FD, alla SIP:

Dobbiamo far notare, con vivo rammarico, che il Vostro servizio abbonamenti alla filodiffusione da qualche tempo segna il passo.

Mentre il nostro interessamento per la propaganda presso i clienti resta immutato, da parte Vostra è intervenuto un rallentamento che spegne nell'abbonato ogni desiderio di avvalersi di tale servizio.

Non trascorrono più 10/15 giorni dalla domanda all'impianto, ma mesi interi dalla domanda al nulla di fatto.

Una volta avevate segnalato il numero telefonico 621447 per i solleciti, poi, improvvisamente, quel numero cessò di rispondere.

La nostra filiale di Milano chiese schiarimenti al 110, e si sentì riferire che il 621447 **non era mai esistito**; stiamo chiedendoci se mai è accaduto di vivere un episodio di fantascienza dato che, tempo addietro, quel numero **inesistente** aveva risposto e la filiale di Milano, non sappiamo se con una persona in carne e ossa o con un personaggio metafisico, ha effettivamente parlato.

Comunque, il 110 suggerì di chiamare il 187; quest'ultimo non sembra collegato nemmeno ai fantasmi, perché non risponde mai, nemmeno dopo venti minuti di attesa. Mentre da parte Vostra è sopraggiunto il silenzio sugli impianti di filodiffusione, dai clienti riceviamo sollecitazioni piuttosto energiche dato che, ovviamente, se la pigliano con noi, anche se noi non c'entriamo per niente nei Vostri ritardi. Riteniamo che codesta Direzione, se ci farà l'onore di rispondere almeno a questa lettera, dirà più o meno che l'eccezionale numero di richieste esige una certa programmazione e che nei limiti del possibile eccetera, eccetera.

Naturalmente una risposta di questo genere non risolverebbe nulla, e spiegherebbe ancor meno la situazione perché, data la propaganda, l'aumento delle domande non potrebbe essere invocato come fatto imprevisto, essendo prevedibilissimo. In ogni caso, Vi preghiamo di riferirci lo stato di avanzamento delle domande pervenuteVi per nostro mezzo.

I commenti rovinerebbero questa piccola antologia epistolare sulla filodiffusione.

2 L'ELETTRONICA AL SERVIZIO DEGLI INVALIDI

Le ridottissime dimensioni dei microcircuiti, che su piastrine di silicio di poco più di 1 mm² di superficie incorporano decine di componenti attivi e passivi, consentono di costruire sempre nuovi apparecchi elettronici che si rivelano utili all'uomo nei campi più diversi.

Presso i laboratori della SGS, dove si compiono ricerche avanzate concernenti i semiconduttori e le nuove applicazioni a cui questi possono essere destinati, è stata recentemente realizzata una apparecchiatura per il controllo di una protesi ortopedica, che può sostituire le funzioni di una mano.

La protesi, costruita in plastica, è simile alla mano di un uomo normale e contiene nel suo interno un circuito elettronico che rileva i segnali elettrici generati dai muscoli dell'avambraccio all'atto della contrazione. Questi segnali, opportunamente amplificati, azionano un servomeccanismo collegato alle dita della mano, le quali compiono i movimenti voluti, come afferrare un oggetto, spostarlo o sollevarlo.

Le protesi ortopediche di questo tipo potevano in teoria essere realizzate da molto tempo con l'impiego di circuiti elettronici a componenti discreti, complessi ed ingombranti. L'uso di microcircuiti consente ora di superare agevolmente questi inconvenienti, portando a sistemi di controllo leggeri e di piccole dimensioni.

Il progresso nel campo dei semiconduttori è alla base dello sviluppo della moderna elettronica ed ha visto sino ad ora l'assoluto predominio della tecnologia statunitense.

I laboratori della SGS, che è l'unica Società italiana, e una delle poche in Europa, a compiere approfondite ricerche in questo settore, hanno già raggiunto notevoli risultati, specie in alcuni settori trascurati dalle industrie statunitensi, prevalentemente impegnate nella ricerca spaziale.

Nuovi tipi di microcircuiti, per i più svariati impieghi, sono infatti allo studio.

Per citare solo qualche esempio, sono già stati realizzati, o stanno per esserlo, microcircuiti per le calcolatrici da tavolo, le lavatrici, la televisione, la radio e per molti altri apparecchi di uso comune.

Il divario tecnologico esistente tra Stati Uniti ed Europa nel campo importantissimo dei semiconduttori si sta così colmando.

AD OGNUNO IL SUO

La rivista Elettrodomus, col titolo « Stereofonia... volante » e con la firma U.D.Z., ha pubblicato nel fascicolo 6/1968, pagina 17, un interessante articolo che riteniamo utile trascrivere integralmente:

In tema di pubblicità non si sa più cosa escogitare. Tutte le idee sono buone, però è opportuno valutare se il gioco vale la candela. Non sempre ciò che ci si propone raggiunge lo scopo e così, oltre non aver acquisito vantaggi, si possono danneggiare terzi che conveniva rispettare.

Alcune ditte si sono unite per la vendita agli automobilisti di apparecchi fonoriproduttori e di nastri registrati, nell'intento di sollecitare coloro che viaggiano in automobile a munirsi di tali mezzi per attenuare la monotonia del percorso stradale. Un altro strumento di ricezione di musica dopo quello delle autoradio.

Al fabbricante di apparecchi si è aggregato quello dei nastri registrati, affinché l'automobilista possa con frequenza rinnovare le sue audizioni, e l'incarico di vendere detti prodotti è stato affidato a distributori di benzina.

Poteva essere tollerato che qualche distributore, sulle grandi vie di comunicazione, specie sulle autostrade, fosse dotato di qualche accessorio per automobile necessario, od urgente, laddove si devono percorrere decine di chilometri senza trovare un centro in cui rifornirsi, ma sembra esorbitante che i distributori di benzina vendano merci che esulano dal campo delle dotazioni automobilistiche.

Ora, costoro sono autorizzati a vendere i prodotti della distillazione del petrolio grezzo — come benzina, olii, miscele ed affini — ma non possono commerciare in altri articoli se non in possesso della licenza di commercio prescritta dal R.D.L. 16 dicembre 1926 n. 2174. Quindi i distributori devono mettersi in regola come tutti gli altri commercianti, munirsi della specifica autorizzazione e sottostare a tutti gli oneri e pesi fiscali e non fiscali, altrimenti incorrono in un abuso con le conseguenze di carattere morale o penale che ne derivano.

A noi sembra che tale attività marginale potrebbe allettare qualche modesto distributore autonomo, ma non dovrebbe riscuotere l'attenzione delle grandi società petrolifere. Francamente, poi, non vediamo quale attrattiva possa costituire per gli automobilisti la vendita di registratori e di nastri presso i distributori.

L'automobilista che si vuol dotare di tali strumenti normalmente è un amatore di buona musica e quindi non li acquisterà affrettatamente nella breve sosta ad un rifornimento di benzina, ma prima di partire si munirà di un apparecchio scelto fra decine di tipi di fabbriche diverse. Parimenti si provvederà di nastri in un negozio che ne offra una vasta gamma e non durante una fugace fermata stradale.

Ognuno quindi deve fare il proprio mestiere e lasciare agli altri di fare il loro, specie quando le iniziative possono portare turbative senza un apprezzabile vantaggio.

Qui termina l'articolo di U.D.Z. su Elettrodomus, e ben poco rimane da aggiungere.

Vorremmo soltanto far notare come si approfitti di certe situazioni irreversibili per tentare di invadere impunemente il campo altrui. Un distributore di benzina che vende nastri incisi senza licenza potrà incorrere in sanzioni amministrative. Ma un venditore di radioprodotto non può neppure pensare, magari per sola soddisfazione personale onde rendere in qualche modo la pari, di dar benzina agli automobilisti, perché le conseguenze per lui sarebbero di gran lunga più gravi.

Il commercio è fatto di iniziative, ma esiste anche un'etica commerciale che dovrebbe far pensare prima di agire. E nel caso in esame, oltre tutto, nessuna conclusione è migliore di quella di U.D.Z. sul turbamento del mercato senza apprezzabile vantaggio.

4 CALCOLATORI PER VEDERE MEGLIO NELL'UNIVERSO

Alla NASA le stelle e i pianeti si osservano anche per mezzo dei calcolatori. È di questi giorni, infatti, l'annuncio che l'ente spaziale americano ha formalmente accettato l'installazione presso il Goddard Space Flight Center di due esemplari di un nuovo calcolatore IBM ad elevata velocità. Entrambi i calcolatori, che in un minuto sono in grado di eseguire più di 330 milioni di moltiplicazioni con fattori di quattordici cifre, verranno utilizzati per lo studio dei problemi connessi con l'esplorazione dello spazio celeste, che richiede talvolta altissime velocità di elaborazione.

Uno dei due calcolatori verrà impiegato nell'elaborazione dei dati presso i centri di rilevamento delle traiettorie e per il controllo di altri sistemi elettronici. Il secondo servirà agli astrofisici della NASA per « creare » modelli matematici dell'universo. L'eccezionale capacità di elaborazione consente a questi calcolatori di « simulare » l'evoluzione delle galassie, delle stelle e dei pianeti ad un livello finora mai raggiunto.

I due sistemi sono i primi e gli unici calcolatori ad essere dotati di memorie « pellicolari » super veloci; ogni sistema è in grado di memorizzare più di due milioni di caratteri numerici, che vengono registrati su « punti » magnetizzati, ciascuno dello spessore di un decimillesimo di millimetro. Queste memorie, caratterizzate da un tempo di accesso di 67 « nanosecondi » (miliardesimi di secondo) sono le più veloci fra quelle adottate su calcolatori di grande potenza attualmente in funzione e prodotti su base industriale.

Le memorie pellicolari permettono di operare — nella soluzione di determinati problemi — ad una velocità due volte superiore a quella del primo calcolatore super veloce installato all'inizio di quest'anno nello stesso centro spaziale.

Ciascuno dei due calcolatori è dotato di 16 unità di memoria pellicolare e di una memoria a nuclei di 4 milioni di caratteri, con un ciclo operativo di 750 nanosecondi. L'insieme di tutte queste unità mette a disposizione una capacità di memoria centrale di oltre 5 milioni di caratteri. Il sistema dispone inoltre di una memoria ausiliaria di circa un miliardo di caratteri alfanumerici, formata da unità a dischi, a tamburo e a celle. Cinque stampatrici ad alta velocità, capaci di stampare fino a 5.500 righe al minuto, permettono ai ricercatori della NASA di conoscere i risultati dei loro calcoli.

IL S.E.C. VIDICON

**STUDI E
BREVETTI**

Il sistema S.E.C. VIDICON consiste in un tubo televisivo difficilmente conosciuto al di fuori dei laboratori di ricerche, anche se i principi su cui si basa porteranno presto notevoli migliorie nella tecnica televisiva, nella rivelazione infrarossa e nelle ricerche astronomiche e nucleari. Riteniamo quindi utile pubblicare questo articolo tratto da « Practical Television » per il suo alto interesse.

L'abbreviazione S.E.C. deriva dall'inglese « Secondary Electron Conduction » e prima di parlare del funzionamento del S.E.C. Vidicon è necessario conoscere un po' questo nuovo metodo di moltiplicazione elettronica, scoperto dai laboratori di ricerche americani della Westinghouse.

AMPLIFICAZIONE SILENZIOSA

L'emissione secondaria di elettroni ha luogo quando una sostanza viene bombardata da elettroni.

Fra due limiti di tensione di bombardamento, gli elettroni che colpiscono una sostanza, causano l'emissione di un maggior numero di elettroni; e, ad altre tensioni, ne vengono emessi un minor numero. Gli elettroni che così hanno origine vengono chiamati appunto secondari e, solitamente, ritornano alla sostanza che li ha emessi.

Se però è presente un conduttore ad un potenziale più positivo della sostanza

che viene bombardata, gli elettroni secondari scrono verso di esso piuttosto che ritornare alla fonte. Il principio è illustrato in Fig. 1.

Durante le prime applicazioni effettuate, si verificano alcuni effetti di disturbo (oscillazioni dinatron) che causarono la instabilità delle valvole a griglia schermo. Attualmente però, si riduce al minimo l'effetto di emissione secondaria con la costruzione di valvole con griglia placata in oro ed anodi ricoperti di carbone.

In altri dispositivi invece, l'emissione secondaria viene impiegata per ottenere effetti altrimenti non possibili.

L'amplificazione ha luogo quando un fascio di elettroni colpisce una sostanza; se ogni elettrone incidente provoca la emissione di due elettroni secondari si dice che il rapporto tra la corrente d'uscita e quella d'ingresso è pari a 2. La Fig. 2 indica l'analogia fra una emissione secondaria e il comportamento di un normale transistor.

Infatti, in un transistor, la corrente che fluisce alla base del circuito, controlla il flusso della corrente fra l'emettitore ed il collettore (su un normale circuito ad emettitore comune).

Similmente, in amplificazione ad emissione secondaria, la corrente fra il catodo e l'elettrodo di emissione secondaria,

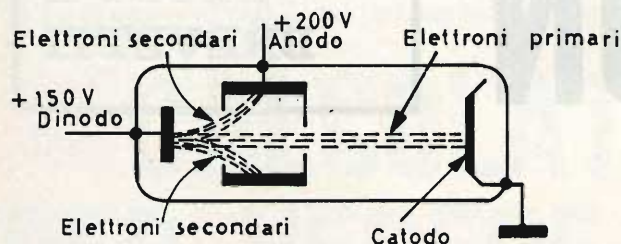


Fig. 1 - Amplificazione ad emissione secondaria.

(dinodo), controlla la corrente fra il dinodo e l'anodo.

L'amplificazione ad emissione secondaria offre un notevole vantaggio rispetto agli altri sistemi in quanto risulta praticamente silenziosa.

Questo particolare assume grande importanza specialmente quando si debbano amplificare segnali molto deboli.

Se si dovesse far passare il segnale video da una fotocellula, o da l'anticatodo di tubo « orthicon » in una valvola ampli-

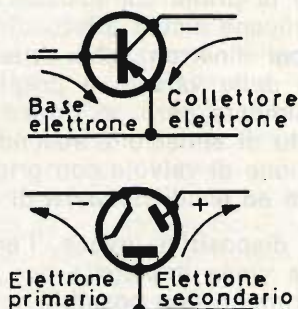


Fig. 2 - Confronto fra una amplificazione ad emissione secondaria ed un transistor.

ficatrice, esso sarà soffocato dal segnale spurio dell'amplificatore e all'uscita dello stesso si avrà solamente rumore.

L'amplificazione ad emissione secondaria, invece, consente di amplificare il

segnale video senza aumentarne la rumorosità cosicché alla valvola amplificatrice può essere presentato un segnale più ampio.

E' evidente, che deve pur esistere qualche ostacolo che rallenti il largo impiego di questo tipo di amplificazione. Questi ostacoli si possono sintetizzare in un nu-

mero limitato di amplificazioni ottenibili da ogni fase ed in uno scarso guadagno in stabilità.

Va detto però che lo scarso aumento di stabilità può essere superato usando un buon numero di stadi come per esempio nei fotomoltiplicatori a tubi « orthicon ». In questi casi lo scarso aumento di stabilità è ragionevole, in quanto, il vapore di cesio usato per formare il fotocatodo, e gli strati dell'emissione secondaria, rimangono entro il tubo in modo da prevenire un troppo rapido deterioramento degli strati stessi.

TUBI T.S.M.

Tutti gli amplificatori di emissione secondaria, impiegano emittenti di riflessione secondaria, (dinodi Fig. 3) nei quali gli elettroni primari colpiscono una superficie e quelli secondari vengono riflessi in varie direzioni.

Con questo sistema è molto difficile scegliere le superfici di emissione secondaria, cosicché la totale traiettoria percorsa da tutti gli elettroni, senza tener conto dell'angolo col quale gli elettroni incontrano ogni dinodo, è la stessa, e risulta parimenti difficile rendere ogni fase ugualmente attiva.

Un successivo sviluppo portò al dinodo a perno di ruota (Fig. 4) impiegato nel tubo « orthicon ». In questo tipo di multi-

plicatore secondario gli spostamenti a zig-zag degli elettroni da una fase all'altra ed i cambiamenti di direzione non sono molto bruschi.

Il moltiplicatore di trasmissione secondaria (T.S.M.) è un ulteriore logico sviluppo. In questo tipo di trasmissione non vi è alcun cambiamento di direzione nella traiettoria percorsa dagli elettroni secondari.

Gli anticatodi usati in questo tubo sono costituiti da sottili strati di materiali che emettono un notevole numero di elettroni secondari, e sono sufficientemente sottili da permettere il passaggio degli elettroni.

Un tempo tutti gli strati usati erano costituiti da ossido di alluminio (o alluminio). L'alluminio infatti in unione al berillio, ha la proprietà di essere molto trasparente agli elettroni; per questa ragione può essere convenientemente usato come strato riflettente sul fosforo dei tubi a raggi catodici.

L'alluminio, impiegato come supporto, può essere ricoperto da qualsiasi materiale emittente secondario, e permette di usare la struttura risultante come una pellicola T.S.M.

In pratica però è più conveniente usare, a tale scopo, dell'ossido di alluminio poiché all'alluminio stesso si può applicare una tensione.

pio, lo scorrimento sul quale è stata messa a fuoco una immagine luminosa.

Questo fatto ci consente di amplificare un'immagine direttamente, senza esplorazione.

Tubi con cinque o sei strati di pellicola T.S.M. vengono spesso usati quali amplificatori di luce.

Detti tubi impiegano come strato di emissione secondaria, del cloruro di po-

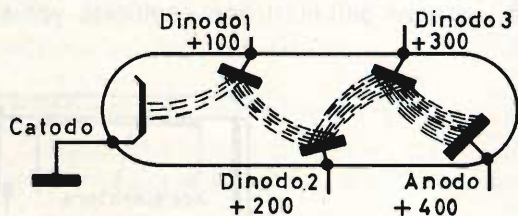


Fig. 3 - Riflessione dell'amplificazione ad emissione secondaria.

tassio avvolto su ossido di alluminio, al quale può essere applicata una tensione acceleratrice in modo che ogni fase abbia un guadagno di 5-7.

I tubi « orthicon » sono stati ottenuti utilizzando parecchi strati T.S.M., fra catodo di antianodo, e possono produrre immagini in condizioni tali che all'occhio umano appaiono totalmente scure (l'oc-

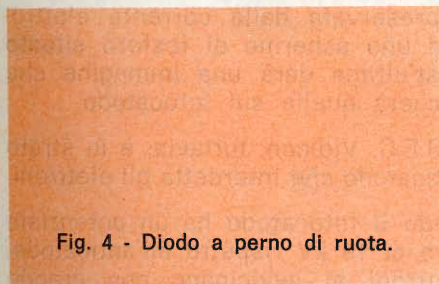
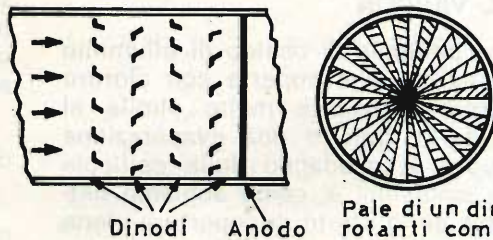


Fig. 4 - Diodo a perno di ruota.



Pale di un dinodo rotanti come le pale di un ventilatore

APPLICAZIONI

Fino a quando gli elettroni secondari di una pellicola T.S.M. vengono emessi sulla stessa linea di quelli primari, la pellicola T.S.M. può essere usata per amplificare un'immagine elettronica, come, per esem-

chio impiega circa 20 minuti prima di adattarsi a tali condizioni, e può vedere solo contrasti estremi), ma la più interessante possibilità del punto di vista TV, è la produzione di una telecamera sensibile mediante anticatodi T.S.M.

Il tubo « orthicon » impiega un anticatodo di vetro per convertire l'immagine elettronica dal fotocatodo in un'immagine di carico. L'immagine di carico dall'altra parte dell'anticatodo viene esplorata da un pennellino elettronico, e il fascio riflesso è amplificato silenziosamente da un moltiplicatore secondario del tipo a perno di ruota.

Molte fra le complicazioni del tubo « orthicon » potrebbero essere evitate se la moltiplicazione degli elettroni potesse essere portata fuori dall'anticatodo e se la potenza dell'elettrone esplorato venis-

fosse composta da numerosi strati di emissione secondaria.

La figura 5 mostra lo schema sperimentale di un S.E.C. Vidicon.

Il fotocatodo è uno strato costituito da una lega di antimonio (una sostanza molto simile all'arsenico) con un po' di metallo cesio, potassio e sodio, il quale emette elettroni quando viene colpito dalla luce.

Quando per mezzo di un lente viene proiettata una immagine su simili strati,

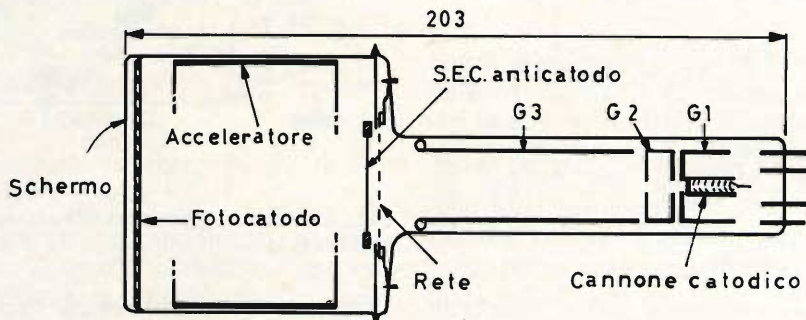


Fig. 5 - Schema sperimentale del S.E.C. VIDICON.

se usata solamente per neutralizzare la carica sull'anticatodo.

Il tubo con queste caratteristiche è stato costruito ed è stato chiamato S.E.C. VIDICON.

IL S.E.C. VIDICON

Se una pellicola di ossido di alluminio (o alluminio) viene coperta con cloruro di potassio (sostanza molto simile al comune sale) tramite una evaporazione sotto vuoto, il guadagno della pellicola con due emulsioni è, come abbiamo detto, 5-7; ma se lo strato di copertura viene tolto sotto l'azione di un'alta pressione con gas « argon », la superficie diviene porosa ed il guadagno di emissione secondaria raggiunge valori estremamente alti (100-400) in modo tale che non rimanga traccia di mistura che contamina la pellicola. Altri successivi strati porosi a causa dell'emissione secondaria raggiungono alti valori di accelerazione, che portano ad una pellicola che agisce come

il fascio elettronico, che proviene da ogni sezione, risulta proporzionale all'intensità della luce che cade su di essa.

Se gli elettroni possono essere spinti lontano dal fotocatodo in linea retta e ad angoli retti, l'immagine al fotocatodo viene preservata dalla corrente elettronica ed uno schermo di fosforo situato in quest'ultima darà una immagine che amplificherà quella sul fotocatodo.

Nel S.E.C. Vidicon, tuttavia, è lo strato dell'anticatodo che intercetta gli elettroni.

Quando il fotocatodo ha un potenziale negativo di 10 kV rispetto all'anticatodo, gli elettroni si avvicinano con grande energia, ed un solenoide che circonda la sezione del tubo fra il fotocatodo e l'anticatodo provoca un campo magnetico che impedisce agli elettroni di diffondersi e portarsi fuori del fuoco rispetto all'anticatodo.

Il processo di moltiplicazione S.E.C. ha luogo quando ogni elettrone che si avvi-

cina colpisce l'anticatodo e in quel momento circa 200 elettroni lasciano l'altra parte della pellicola.

Questi ultimi vengono poi raccolti su una sottile rete metallica che è distanziata circa 0,4 mm dall'anticatodo dal lato opposto al fotocatodo.

Quando gli elettroni lasciano una superficie, quest'ultima deve essere caricata positivamente fino a che le particelle negative hanno lasciato una zona che precedentemente aveva un uguale numero di particelle positive e negative e così la superficie dell'anticatodo S.E.C. di fronte al cannone elettronico possiede una carica che è proporzionale alla corrente elettronica e quindi alla quantità di luce che colpisce il fotocatodo.

Questa carica è circa 200 volte più grande di quanto avrebbe potuto essere sullo schermo di un tubo « orthicon » e, dato che l'amplificazione è avvenuta per mezzo di un processo di emissione secondaria, all'immagine elettrica non è stato aggiunto alcun rumore.

COME OTTENERE IL SEGNALE

Il cannone elettronico emette una piccola quantità di elettroni a bassa velocità. La velocità è bassa sull'anticatodo poiché la tensione fra il catodo del cannone e l'anticatodo è bassa (è bene ricordare che la pellicola S.E.C. incorpora una pellicola di alluminio alla quale può essere applicata una tensione) e, a tensione così bassa, gli elettroni scenderanno o saranno riflessi dalle superfici senza nessun effetto di emissione secondaria.

Quando il fascio di elettroni viene deviato, per mezzo della normale azione di esplorazione, e scende su una parte dell'anticatodo, che è stata caricata positivamente per mezzo del processo sopra indicato, gli elettroni, sostituendo quelli già scesi per mezzo del processo di emissione secondaria, scenderanno in quantità sufficiente sulla superficie dell'anticatodo sino a renderlo di nuovo neutro. Ogni elettrone eccedente viene poi riflesso sulla rete e non ha alcun effetto sull'anticatodo.

Si può ottenere un segnale video dal S.E.C. Vidicon sia dalla connessione dell'anticatodo che dalla connessione della rete, collegando sia l'elettrodo alla tensione di lavoro per mezzo di una resistenza di carico sia collegando un amplificatore video tramite un condensatore (Fig. 6).

Normalmente, il segnale è prelevato dall'anticatodo e la corrente che attraversa la resistenza di carico è proporzionale alla quantità di luce che arriva al fotocatodo. Se il segnale proviene dalla rete, la corrente di uscita è inversamente proporzionale alla luce incidente.

VANTAGGI DEL S.E.C. VIDICON

Il S.E.C. Vidicon appare in grado di fornire immagini a più bassi livelli di luce

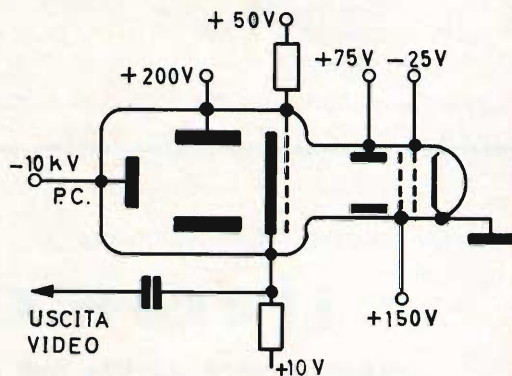


Fig. 6 - Come si può ottenere un segnale video.

e con rapporto-segnale disturbo migliori che nel tubo « orthicon ».

La ragione di ciò è che l'amplificazione silenziosa ha luogo prima che l'esplorazione colpisca l'anticatodo. Nel tubo « orthicon » un piccolissimo segnale viene impiegato all'anticatodo per riflettere la esplorazione al moltiplicatore silenzioso. Il segnale sull'anticatodo è leggermente maggiore del rumore del segnale incidente, tuttavia entrambi sono ugualmente amplificati dal moltiplicatore. Nel S.E.C. Vidicon il segnale all'anticatodo è stato amplificato prima che gli elettroni lo raggiungessero ed, in questo modo, il rapporto tra il segnale sull'anticatodo e la rumorosità degli elettroni incidenti deve

essere considerevolmente migliore di quello del tubo « orthicon ».

Inoltre la polarità del segnale provoca rumorosità meno ovvie.

Nel tubo « orthicon » il segnale inverte la polarità a causa dell'uso degli elettroni riflessi, cosicché, dove vi è massimo segnale all'anticatodo, vi è minimo segnale all'anodo.

Ciò significa che vi è maggior ritorno di elettroni (e quindi maggior rumorosità) dove c'è il più piccolo segnale, ed il rapporto segnale/disturbo è qualche volta inferiore nei colori scuri è maggiore nei colori chiari.

La mancanza di restaurazione di c.c. effettiva nella maggior parte dei ricevitori televisivi rende questa rumorosità molto fastidiosa nelle aree nere e grigie di una immagine. Nel S.E.C. Vidicon la tensione massima di elettroni si ha quando vi è un segnale massimo sull'antica-

todo e la massima rumorosità si ha nei picchi di aree bianche dove è meno percepibile su un ricevitore. Nelle altre importanti caratteristiche dei tubi TV — risoluzione, linearità, resa di colore e mancanza di segnali spuri — il S.E.C. Vidicon regge il confronto con i migliori tubi da laboratorio.

La sua dimensione è quella del vidicon e del tubo « orthicon » e la sua fabbricazione non è più difficile.

Attualmente, sembra che le esigenze militari, per tubi capaci di lavorare a livelli di luce molto bassi, impediscano, per qualche tempo, di adattare il S.E.C. Vidicon al mercato civile, ma la pressante richiesta di tubi sensibili per le trasmissioni TV a colori (dove i filtri a colori usati davanti a ogni canale cromatico riducono fortemente la luce disponibile e la necessità di aperture di lenti o contrasti luminosi) aiuterà sicuramente lo sviluppo di questo ottimo tubo.

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 - scrivetecei 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

Rivelatori di livello a CIRCUITO SCHMITT

a cura di L. Biancoli

ELETRONICA
INDUSTRIALE

Nel campo dell'elettronica industriale, l'impiego dei transistori ha consentito fino ad oggi la realizzazione di numerose apparecchiature di controllo e di misura, assai più semplici, sicure, ed efficienti, di quelle che un tempo venivano realizzate con le valvole termoioniche.

*In particolare, in questa occasione ci riferiremo ai circuiti adatti alla rivelazione di soglia di determinati segnali, mediante i quali è possibile realizzare apparecchiature di controllo assai utili in numerose applicazioni. Ad esempio, in numerose branche industriali, l'efficacia dei sistemi di regolazione automatica, di allarme, o di sicurezza, dipende dalla precisione con la quale è possibile rivelare l'ampiezza di soglia di un determinato segnale. I circuiti che stiamo per descrivere, sulla scorta di una nota apparsa su *Electronique Industrielle*, costituiscono la versione a transistori del famoso multivibratore di Schmitt, e — come il lettore avrà modo di constatare — sono in grado di fornire prestazioni eccellenti.*

INTRODUZIONE

La rivelazione di soglia, vale a dire del livello raggiunto da un determinato segnale, viene espletata mediante la messa in funzione di circuiti bistabili, del tipo denominato « Multivibratore Schmitt ».

Le applicazioni industriali di questi circuiti sono assai numerose, e — in realtà — vengono riscontrate nella maggior parte dei circuiti di regolazione e di allarme, nei dispositivi di confronto di tensioni o di correnti, in alcuni voltmetri numerici, nei quali essi permettono di determinare con rigorosa precisione il passaggio di una tensione in aumento fino al raggiungimento di un determinato potenziale, ecc.

Il circuito bistabile, che deve oscillare con sicurezza passando alternativamente da uno stato all'altro, in funzione di un valore predeterminato, può essere considerato come un amplificatore che fornisca un guadagno A , collegato tramite un circuito a reazione positiva, caratterizzato da un determinato fattore β . Il nuovo guadagno ottenuto, A_c , risulta in tal modo pari, in funzione della formula classica, a:

$$A_c = A / (1 - \beta A)$$

Per abordare l'argomento nel modo più razionale possibile, inizieremo col considerare lo schema di principio di un oscillatore multivibratore del tipo Schmitt, così come è illustrato alla **figura 1**.

Negli istanti in cui la base del transistor T1 presenta un potenziale E_1 inferiore ad una determinata soglia (rappresentata da $-B$), questo transistor è in stato di conduzione, mentre il transistor seguente, T2, si trova in stato di interdizione. In pratica, il collettore di T1 è ad un potenziale prossimo a quello di massa, per cui la base di T2 è essa stessa fortemente posi-

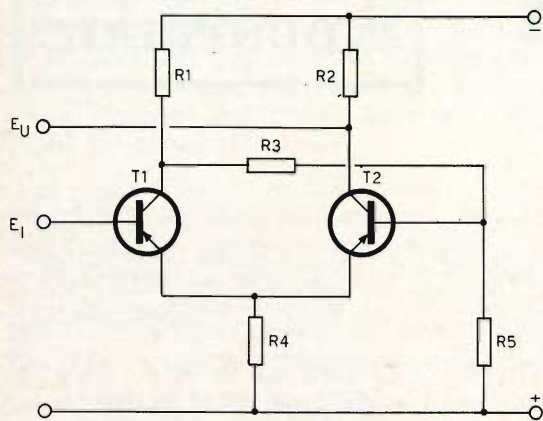


Fig. 1 - Schema classico di un multivibratore del tipo Schmitt. Il dispositivo consiste in due transistori, funzionanti con entrambi gli emettitori collegati a massa tramite la resistenza R_4 , del valore di 150 ohm. E_1 rappresenta la tensione di ingresso, mentre E_0 rappresenta la tensione di uscita. R_1 ha un valore di 1.800 ohm, R_2 di 800 ohm, R_3 di 5,6 kohm, ed R_5 ha un valore di 1,2 kohm.

tiva, mentre gli emettitori di entrambi gli stadi presentano un potenziale assai più negativo.

Se la base del transistor T1 viene ad avere un potenziale superiore ad una determinata soglia, rappresentata da $-C$, che differisca da $-B$, il transistor T1 è in stato di interdizione, mentre il transistor T2 è in stato di conduzione.

Risulta pertanto intuitivo che se E_1 è compresa tra le soglie $-C$ e $-B$, il circuito può trovarsi in uno o nell'altro dei due stati stabili possibili. Ciò premesso, se si fa variare regolarmente il valore di E_1 , l'intero circuito oscilla quando questa tensione passa in fase di diminuzione attraverso il valore di soglia $-B$, per pas-

sare poi nella condizione in cui T1 conduce; quando invece il valore di E_1 passa — nell'aumentare di valore — attraverso il valore di soglia $-C$, l'intero circuito oscilla nuovamente, per assumere le condizioni nelle quali il transistor T1 risulta in stato di interdizione.

Questo fenomeno, che corrisponde ad una specie di ciclo di isteresi, è illustrato graficamente alla **figura 2**. Nella sezione **A**, infatti, riferendosi alla formula che fornisce il guadagno di un amplificatore corrispondente a diversi rapporti di reazione positiva e negativa, è possibile tracciare le curve della tensione di uscita, corrispondenti alle seguenti condizioni:

$$\beta A < 1 \quad (\mathbf{B})$$

$$\beta A = 1 \quad (\mathbf{C})$$

che non hanno trovato pratiche possibili di applicazioni, e:

$$\beta A > 1 \quad (\mathbf{D})$$

nella quale ritroviamo le nostre due soglie **B** e **C** tipiche di una reazione positiva, come si osserva alla **figura 2 D**.

A seconda delle applicazioni, si esige che questi livelli di soglia siano sufficientemente distanziati tra loro, onde evitare che la commutazione tra gli stati di conduzione e quelli di interdizione avvenga in tempestivamente, a causa di una eventuale e sporadica variazione della tensione di alimentazione, oppure a causa di un filtraggio insufficiente. D'altra parte, se la distanza tra i due livelli di soglia è troppo ridotta, può accadere che risulti difficile comandare il circuito bistabile mediante una tensione di valore rigorosamente esatto, il che sottintende che il dispositivo deve essere particolarmente stabile nei confronti delle eventuali variazioni di temperatura.

I CIRCUITI CLASSICI

Il circuito Schmitt presenta due modi di funzionamento differenti, a seconda che il transistor T2 si trovi o meno in stato di saturazione, nei periodi di tempo durante i quali conduce.

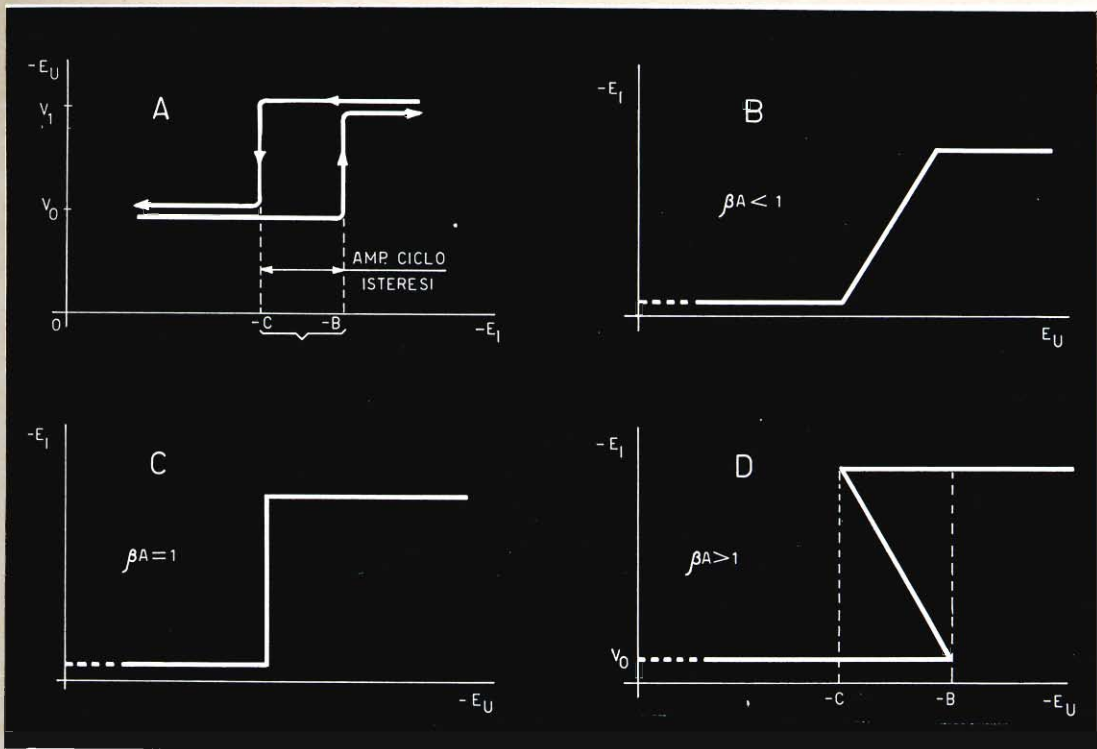


Fig. 2 - Rappresentazione grafica del ciclo di isteresi di un circuito bistabile (A), e variazioni della tensione di uscita E_U , in funzione della tensione di ingresso E_I , corrispondenti a diversi fattori di reazione, con $\beta A < 1$ (B), $A = 1$ (C), e $A > 1$ (D). Si noti che nel primo grafico (A), sull'asse delle ascisse è riportata la tensione d'ingresso, mentre sull'asse delle ordinate è riportata la tensione di uscita. Per contro, nelle altre tre sezioni (B, C e D), sulle ascisse è riportata simbolicamente la tensione di uscita, mentre sulle ordinate è riportata la valutazione della tensione di ingresso.

Per abordare l'argomento nel modo più razionale possibile, inizieremo col considerare lo schema di principio di un oscillatore multivibratore del tipo Schmitt, così come è illustrato alla **figura 1**.

Per meglio comprendere questo concetto, consideriamo il circuito illustrato alla **figura 3**; da esso, risulta intuitivo che — affinché il transistor T_2 non possa funzionare in stato di Saturazione — è necessario che sussista la seguente relazione:

$$V_{CC} < R_{C2} \cdot I_{CE} + V_{CE2 \text{ sat.}} + V_E$$

oppure:

$$R_{C2} \cdot I_{CE} < V_{CC} - V_E - V_{CE2 \text{ sat.}}$$

formula che può essere trascritta nel modo seguente, per ricavarne matematicamente il valore di R_{C2} :

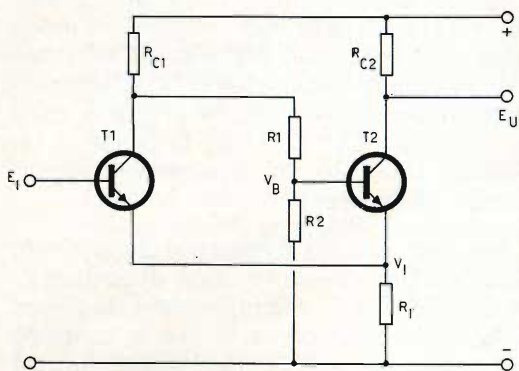


Fig. 3 - Schema elettrico mediante il quale è possibile stabilire le condizioni di funzionamento del circuito; in fase di sperimentazione, è possibile constatare che il tempo di commutazione è più breve quando il secondo transistor (T_2) non funziona in stato di saturazione. R_{C1} ed R_{C2} rappresentano rispettivamente le resistenze di carico dei due stadi, costituiti da due transistori del tipo « n-p-n ».

$$R_{C2} = \frac{R_E \left[V_{CC} \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} \right) - V_{CE \text{ sat.}} - V_{B2} \right]}{V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}} - V_{BE2}}$$

nella quale:

I_{CE} = intensità della corrente tra collettore ed emettitore,

$V_{CE \text{ sat.}}$ = tensione di saturazione tra collettore ed emettitore,

V_{BE} = tensione tra base ed emettitore in stato di non saturazione,

mentre l'indice 2 precisa, per quanto riguarda le tensioni, che si tratta del secondo transistor T_2 .

Questo tipo di circuito presenta determinati vantaggi, in quanto — evitando che il transistor venga a funzionare in stato di saturazione — vengono eliminati i tempi morti corrispondenti ai periodi di desaturazione della base, nei confronti dei portatori minoritari, per cui i tempi di commutazione possono essere dell'ordine di qualche decina di nanosecondi.

Da contrapporre al suddetto vantaggio, esiste il fatto che la tensione di uscita risulta più sensibile alle variazioni di temperatura; queste ultime agiscono in modo

differente per i due transistori, ed i calcoli sviluppati nello studio di queste applicazioni denotano che la soglia B varia da 300 a 500 $\mu V/^\circ C$, e che la legge di variazione della soglia A appare maggiormente complessa.

Nei casi in cui i transistori del circuito bistabile funzionano in stato di saturazione, la tensione di uscita assume un valore assai stabile, e non varia che in funzione del valore di $V_{CE2 \text{ sat.}}$, dell'ordine di 0,5 mV/ $^\circ C$; le soglie B e C si distanziano come nel caso precedente per il primo, e notevolmente prima per il secondo.

Per quanto riguarda il circuito Schmitt funzionante in serie, del tipo illustrato alla **figura 4**, esso è destinato a confrontare tra loro delle correnti piuttosto che delle tensioni, ed implica la necessità che la

sorgente di alimentazione presenti una certa impedenza interna, superiore ad un valore minimo prestabilito, affinché il fattore di reazione rimanga sufficiente.

In quest'ultimo caso, si constata che soglia B presenta una certa instabilità, mentre la soglia C sembra essere più indipendente nei confronti delle eventuali variazioni di temperatura.

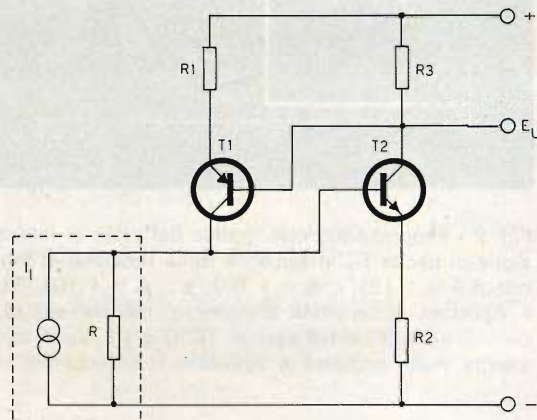


Fig. 4 - Schema elettrico illustrante un esempio di circuito multivibratore del tipo Schmitt, funzionante in serie. Nel rettangolo circondato da una cornice tratteggiata è rappresentata simbolicamente la sorgente del segnale, che fornisce la corrente I_i di ingresso, in parallelo alla quale si trova la resistenza interna R . La tensione di uscita E_U viene prelevata in corrispondenza del collettore del transistor T_2 .

I segni di polarità che caratterizzano i valori di livello delle soglie di funzionamento dipendono — beninteso — dai tipi di transistori impiegati, ossia dal fatto che questi siano del tipo « n-p-n » oppure « p-n-p », mentre il principio di funzionamento non differisce assolutamente da un caso all'altro.

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 μ 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

AMPLIFICATORI A REAZIONE POSITIVA

Ricorrendo all'impiego di un amplificatore lineare e stabile all'ingresso del circuito (come si osserva alla sezione **A** della figura 5), o previsto per un fattore di reazione positiva

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_F)$$

come nel caso di figura 5 **B** o **C**, è possibile ridurre le derive dovute alla variazioni di temperatura.

In tal caso, il minimo aumento in senso negativo della tensione E_{11} è sufficiente per sbloccare lo stadio A_2 , e — grazie al circuito di reazione — l'intero dispositivo oscilla, in quanto la tensione di uscita E_U assume il seguente valore:

$$E_U = V_{CC} - V_{CE \text{ sat.}}$$

nel qual caso, l'ingresso n. 2 viene portato al potenziale E_{12} , per cui:

$$E_{12} = [V_{CC} - V_{FE \text{ sat.}}] \frac{R_1}{R_1 + R_F}$$

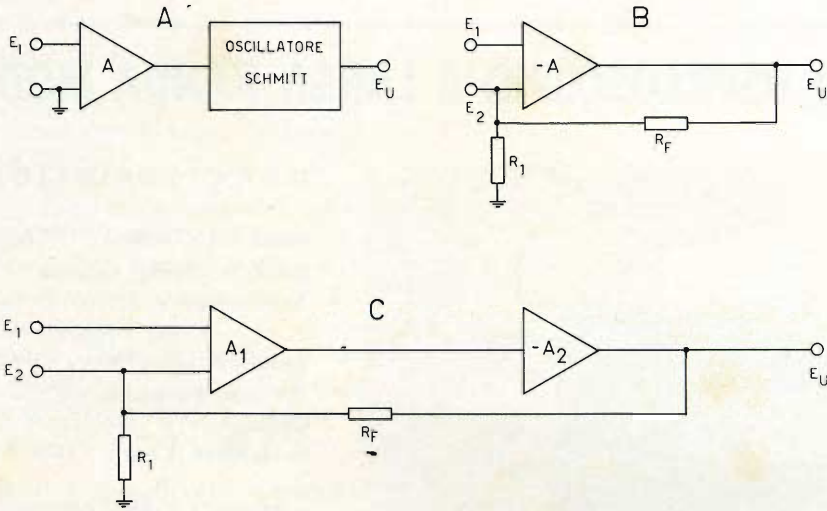


Fig. 5 - Sono qui raffigurati tre schemi a blocchi, che rappresentano apparecchiature mediante le quali è possibile ridurre il fenomeno di deriva dovuto alle variazioni della temperatura: la sezione A rappresenta un amplificatore differenziale (A) che precede il circuito Schmitt; al suddetto amplificatore, come si osserva in B, è possibile applicare un determinato fattore di reazione positiva, tramite la resistenza R_F . Nella sezione C, si può osservare come sia possibile separare lo stadio di uscita, avente un guadagno pari a $-A_2$, dall'amplificatore avente un guadagno pari ad A_1 .

Nel caso della figura 5 C, l'amplificatore, rappresentato dal suo fattore di guadagno A_1 , sembra separato dal suo ultimo stadio, avente un guadagno $-A_2$, costituito da un transistor che può funzionare in stato di saturazione o di interdizione.

Supponiamo ora che le tensioni presenti all'entrata del comparatore siano E_{11} e E_{12} , con

$$E_{11} = E_{12} = 0 \text{ V}$$

e che la tensione di uscita sia pari ad $E_U = 0 \text{ V}$, quando il transistor di uscita è in stato di interdizione.

Per riportare quindi il circuito al stato primitivo, è necessario applicare all'ingresso n. 1 una tensione pari almeno ad E_{12} . Maggiore è il guadagno offerto dall'amplificatore, più la tensione applicata all'ingresso n. 1 deve essere prossima a quella che esiste all'ingresso n. 2.

In pratica, si dimostra che la differenza tra le due soglie C e B diminuisce quando il guadagno aumenta, e viceversa, e non dipende dalle variazioni di quest'ultimo, bensì soltanto dal rapporto

$$R_1 / (R_1 + R_F)$$

L'unico fenomeno di deriva che permane e che resta peraltro trascurabile, è dovuto alle eventuali variazioni di $V_{CE\text{ sat.}}$.

involucro, disponibili in commercio con la sigla 2N2060, di produzione S.G.S. - Fairchild, per gli stadi T1 e T4, permette di

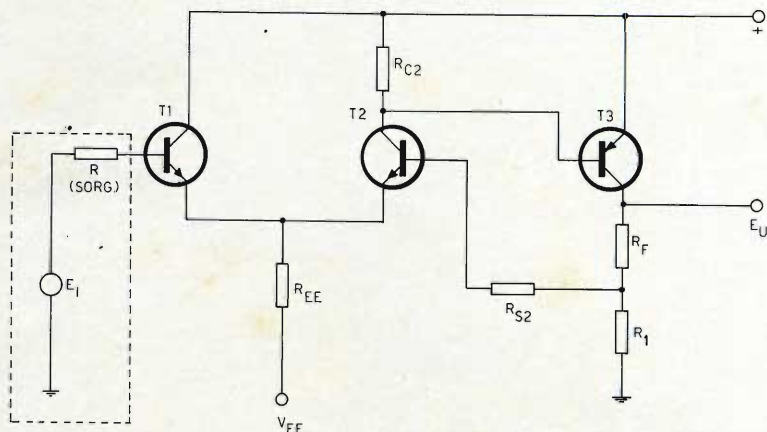


Fig. 6 - Esempio pratico di un circuito elettrico di un rivelatore di soglia semplice, caratterizzato da un ciclo di isteresi dell'ordine di 100 millivolt. Come si può osservare, i primi due stadi, T₁ e T₂ sono del tipo « n-p-n », mentre il terzo stadio, T₃, è del tipo po « p-n-p ».

Il circuito illustrato alla **figura 6** costituisce un'applicazione della discussione precedente. A causa del fatto che il guadagno presentato dall'amplificatore non è per nulla elevato, il ciclo di isteresi mantiene un'ampiezza di 100 millivolt, e si è pertanto costretti ad aumentare il fattore di reazione per conservare $\beta A > 1$. D'altra parte, è necessario disporre all'ingresso di tensioni relativamente elevate, per effettuare la commutazione; di conseguenza, la deriva aumenta, ed è superiore a quella che si ottiene col medesimo circuito, funzionante con segnali di debole ampiezza. In fase sperimentale, è possibile constatare che questa deriva è compresa tra 200 e 300 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, per le due soglie.

Per motivi di carattere particolare, è possibile che sussista la necessità di ottenere un ciclo di isteresi più stretto, dell'ordine di qualche millivolt, nel qual caso si ricorre ad un circuito maggiormente complesso, del tipo illustrato alla **figura 7**. In questo caso specifico, l'impiego di transistori accoppiati, e contenuti in un unico

ridurre la deriva intrinseca dell'amplificatore a meno di 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, e persino a meno di 0,8 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, tra 0 e 130 $^\circ\text{C}$, ricorrendo al sistema di compensazione precedentemente descritto.

In questa eventualità, il ciclo di isteresi presenta una larghezza pari a 0,85 mV, e viene influenzato da una deriva dell'ordine di 0,6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, così come si può osservare nel grafico illustrato alla **figura 8**. La suddetta larghezza può anche raggiungere valori compresi tra 200 e 500 mV, o ancora maggiori, mediante la semplice sostituzione della resistenza R₄ con un generatore di corrente costante, che aumenta la reiezione nel modo consueto.

I due livelli di soglia possono essere distanziati parallelamente di 100 millivolt in più o in meno, semplicemente agendo sul potenziometro P₂; oltre a ciò, mediante l'impiego di una sorgente di tensione di riferimento esterna (caratterizzata da una polarità opposta), sarebbe possibile ottenere una maggiore riduzione delle soglie di innesco.

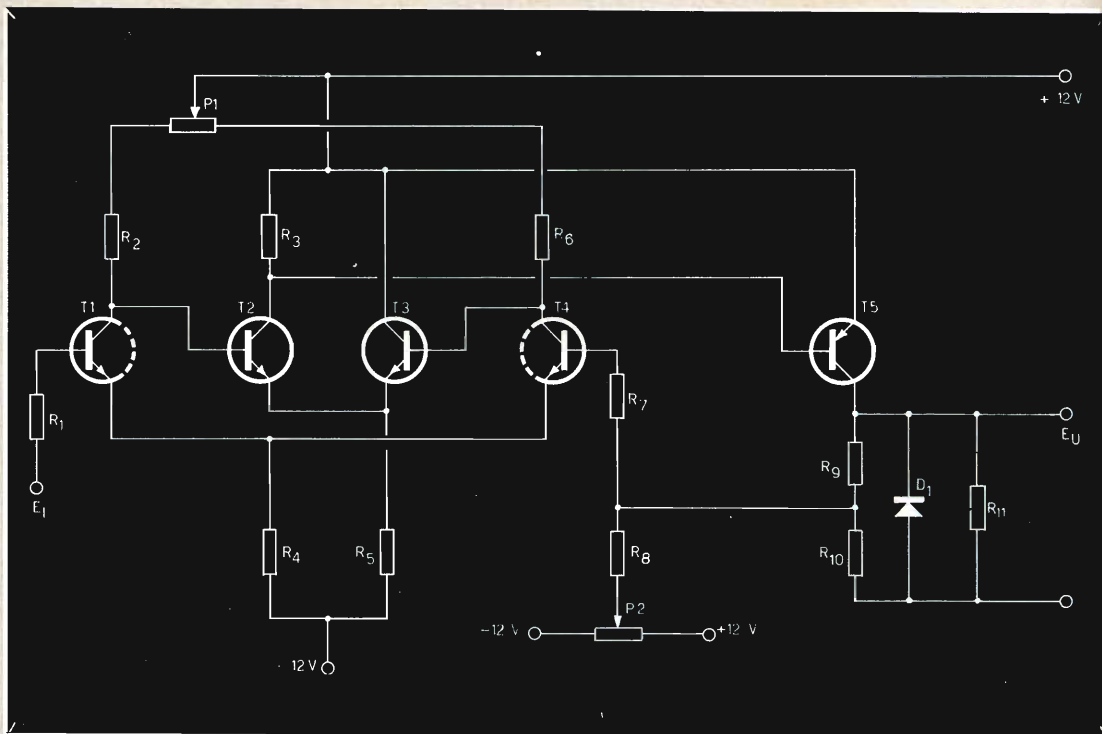


Fig. 7 - Mediante il circuito qui sopra illustrato, è possibile ridurre la deriva a $-10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, senza compensazione, oppure a $0,8 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, con compensazione. I due transistori T_1 e T_4 sono entrambi del tipo 2N2060, mentre i due transistori T_2 e T_3 sono del tipo 2N2484. Il transistor T_5 , è invece del tipo 2N1132. I valori sono i seguenti: $R_1 = 1.000 \text{ ohm}$, $R_2 = 52 \text{ kohm}$, $R_3 = 8,2 \text{ kohm}$, $R_4 = 47 \text{ ohm}$, $R_5 = 6,8 \text{ kohm}$, $R_6 = 51 \text{ kohm}$, $R_7 = 1.000 \text{ ohm}$, $R_8 = 1.000 \text{ ohm}$, $R_9 = 110 \text{ kohm}$, $R_{10} = 10 \text{ ohm}$, ed $R_{11} = 1.000 \text{ ohm}$. Il diodo D_1 è del tipo FD 200. I potenziometri P_1 e P_2 hanno rispettivamente il valore di 5 kohm (lineare) e di 10 kohm (anche esso lineare). Naturalmente, il valore di P_2 può variare a seconda delle caratteristiche intrinseche della sorgente di alimentazione che fornisce la tensione continua di 12 volt.

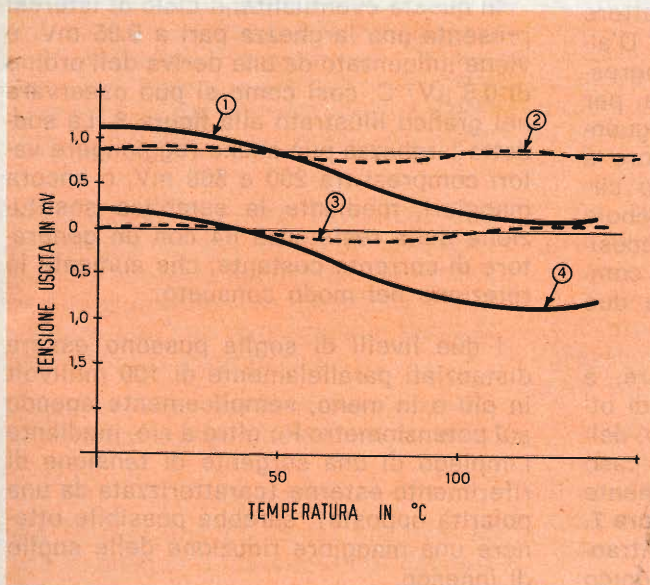


Fig. 8 - Rappresentazione grafica della deriva delle soglie B e C, in funzione della temperatura, con e senza compensazione. La curva N. 1 rappresenta la soglia B senza compensazione. La curva N. 2 rappresenta la soglia B con compensazione: la curva N. 3 rappresenta la soglia C con compensazione, e la curva N. 4 rappresenta la soglia C senza compensazione.

DIMINUZIONE DELLA DERIVA

Sotto l'effetto di una variazione di temperatura, nei confronti di un amplificatore funzionante a corrente continua, la deriva, misurata in funzione del rapporto $\Delta E_U / \Delta E_i$, è indipendente dalla polarità e dal fattore di reazione; l'unica cosa effettivamente interessante — in pratica — è la deriva del primo stadio, che viene a trovarsi moltiplicata per il fattore di guadagno degli stadi che seguono.

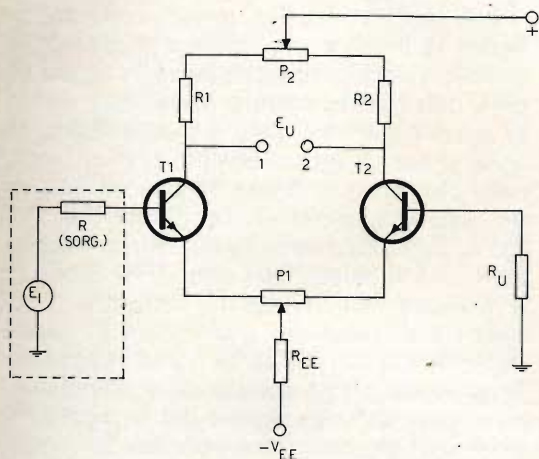


Fig. 9 - Esempio di circuito elettrico di un dispositivo Schmitt impiegante un transistor a due unità racchiuse nello stesso involucro, del tipo 2N2060, o 2N2920 di produzione S.G.S.-Fairchild. Il rettangolo tratteggiato rappresenta la sorgente della tensione di ingresso E_i , avente in serie la relativa resistenza interna.

Gli elementi sensibili alla temperatura sono complessivamente tre: la tensione presente tra la base e l'emettitore del transistor (V_{BE}), il guadagno in corrente continua utilizzando il transistor nella configurazione denominata « con emettitore a massa » (h_{FE}), e l'intensità della corrente I_{CBO} (corrispondente all'intensità della corrente che scorre tra collettore e base). Quest'ultima non raggiunge che il valore di qualche decimo di nanoampère, alla temperatura di 25 °C, con l'impiego di transistori del tipo Planar, per cui può essere trascurata con un amplificatore la cui resistenza della sorgente sia di valore

approssimativamente pari a 10.000 ohm, e destinato a funzionare con temperature dell'ordine di 90-100 °C.

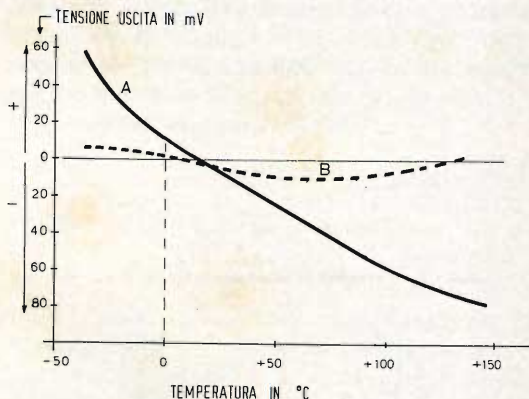


Fig. 10 - Rappresentazione grafica della deriva della tensione di uscita del circuito illustrato alla figura 9, senza compensazione (curva A), e con compensazione (curva B).

Non ci resta ora di prendere in considerazione i parametri h_{FE} , ed I_{BE} ; nelle applicazioni pratiche, si riesce a ridurre la deriva che essi provocano, utilizzando un transistoro doppio, del tipo precedentemente citato 2N2060. La differenza di tem-

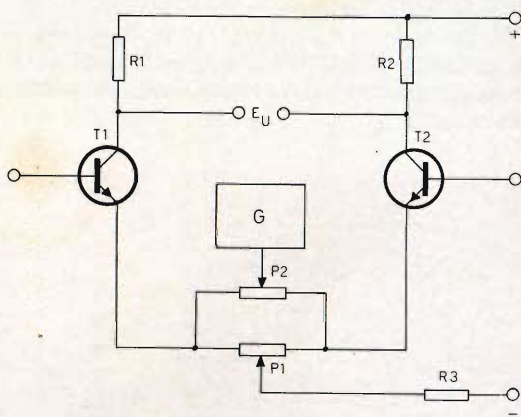


Fig. 11 - Principio di funzionamento del circuito di compensazione. Il rettangolo contenente la lettera G rappresenta il generatore della tensione di compensazione, sensibile alla temperatura. Il potenziometro P_1 rappresenta il metodo normale di regolazione dello zero, mentre il potenziometro P_2 è il mezzo che consente di effettuare la compensazione.

peratura tra i due transistori incorporati in uno stesso involucro non raggiunge il centesimo di grado Celsius, e la deriva risulta inferiore a $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, per una resistenza della sorgente dell'ordine di 1.000 ohm (vedi circuito di **figura 9**, e grafico di **figura 10**), o persino di 100.000 ohm, con

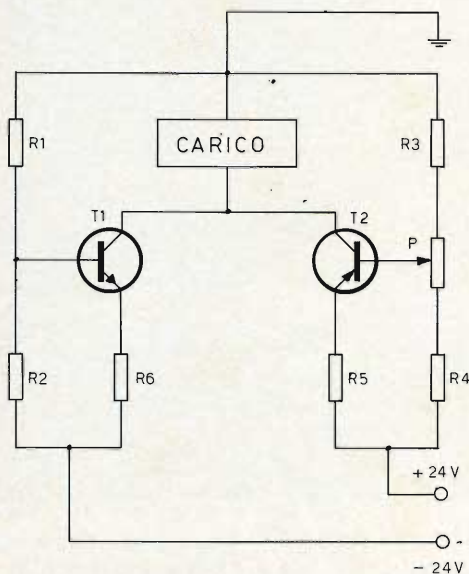


Fig. 12 - Esempio pratico di circuito di un generatore di corrente di intensità variabile col variare della temperatura. I due transistori, T_1 e T_2 sono entrambi del tipo 2N1613. I valori sono i seguenti: $R_1 = 360 \text{ ohm}$, $R_2 = 2,7 \text{ kohm}$, $R_3 = 3,6 \text{ kohm}$, $R_4 = 360 \text{ ohm}$, $R_5 = 3,9 \text{ kohm}$. Il potenziometro P ha un valore lineare di 100 ohm, e la tensione di alimentazione dell'intero circuito ammonta a 24 volt.

il tipo 2N2920, anch'esso di produzione S.G.S. - Fairchild.

Dal momento che la deriva in funzione della temperatura risulta pressoché lineare tra 0 e 100°C , è possibile impiegare un circuito compensatore, il cui principio è illustrato alla **figura 11**; in questo caso, un elemento qualsiasi — ad esempio un transistoro o un diodo Zener — fornisce una corrente la cui intensità è direttamente proporzionale alla temperatura, ed in grado di compensare la deriva del circuito bistabile.

Per meglio chiarire questi concetti, la **figura 12** illustra uno schema pratico della suddetta applicazione, mentre la **figura 13** ne illustra graficamente le caratteristiche di funzionamento: oltre a ciò, la **figura 14** costituisce un altro esempio pratico, abbinato al grafico di **figura 15** che ne illustra del pari le caratteristiche dinamiche. Come si può osservare; la differenza sostanziale che sussiste fra i circuiti di **figura 12** e di **figura 14** consiste nel fatto che il potenziale di base del transistoro T_1 viene determinato dal rapporto tra le resistenze R_1 ed R_2 nel primo caso, e viene invece determinato dalla posizione del potenziometro P_1 nel secondo caso: per contro, il potenziale di base di T_2 è dato dalla posizione del partitore $D1/R_4$ nel circuito di **figura 12**, e dal partitore $D1/R_4$ nel circuito di **figura 14**. Beninteso, è intuitivo che possono essere escogitati numerosi altri metodi per ottenere la compensazione di cui sopra.

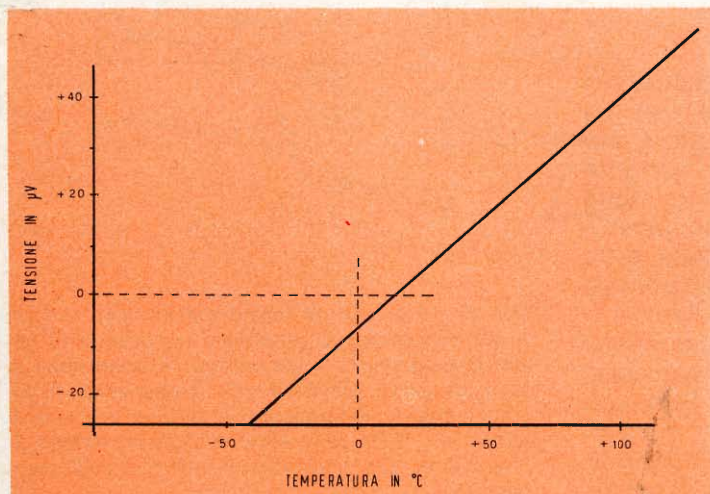


Fig. 13 - Grafico illustrante la curva di responso del circuito illustrato alla **figura 12**.

Tornando ora all'esempio illustrato col circuito di figura 9, vediamo come sia possibile tentare di neutralizzare l'effetto del-

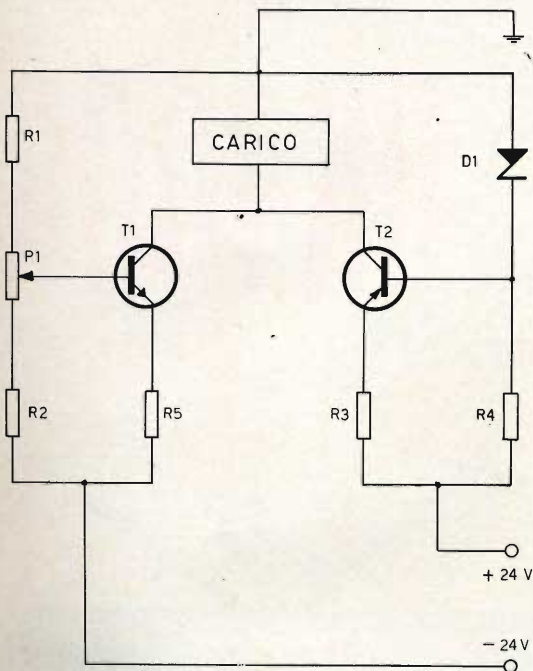


Fig. 14 - Schema elettrico di un altro tipo di generatore di corrente variabile con la temperatura, nel quale è evidente l'aggiunta di un diodo Zener, rispetto al circuito di cui alla figura 12. Anche in questo caso i due transistori sono del tipo 2N1613, ed i valori dei componenti sono i seguenti: $R_1=3,6$ kohm, $R_2=3,9$ kohm, $R_3=15$ kohm, $R_4=7,5$ kohm, $R_5=15$ kohm. Il potenziometro P_1 ha in questo caso il valore di 1.000 ohm. La tensione di alimentazione è anche in questa applicazione di 24 volt.

la deriva a causa delle variazioni di temperatura. Stante la possibilità di regolare P_2 , mediante la rotazione del perno di comando, si agisce su P_1 per neutralizzare la tensione di uscita, dopo di che — scaldando l'amplificatore all'interno di un forno fino alla temperatura di 100°C — è possibile determinare la polarità ed il valore della deriva relativa alla tensione.

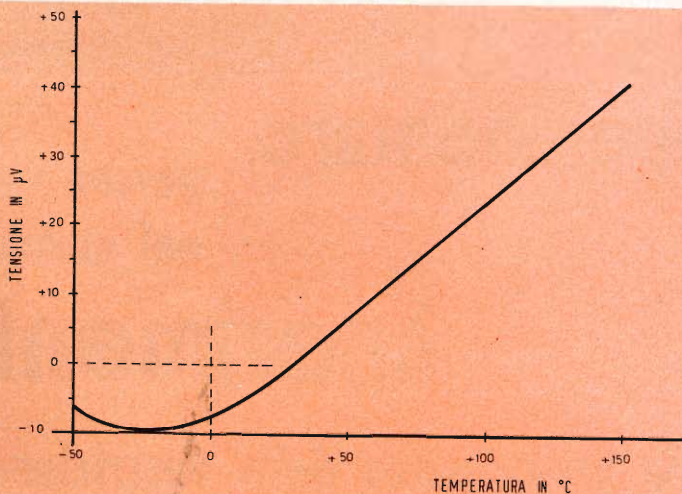
Il rapporto tra le intensità delle correnti I_{C1}/I_{C2} permette di regolare il potenziometro P_2 in modo tale da ottenere

$$R_{C2}/R_{C1} = I_{C1}/I_{C2}$$

nella quale R_{C2} ed R_{C1} rappresentano la somma della resistenza in serie ad una frazione della resistenza interna del potenziometro (vedi il grafico di figura 10). Ripetendo l'operazione, ma iniziando questa volta dall'introduzione dell'amplificatore nel forno, si perviene — per fasi successive — a ridurre considerevolmente la deriva, senza tuttavia oltrepassare un minimo di $0,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, valore considerato come limite per temperature comprese tra — 55 e $+130^\circ\text{C}$.

Sulla scorta delle considerazioni effettuate nella presente nota, è quindi possibile stabilire con una certa esattezza quali siano i limiti di temperatura e di ampiezza dei segnali in gioco, per ottenere una caratteristica di funzionamento soddisfacente agli effetti delle applicazioni alle apparecchiature di controllo che sovente vengono realizzate per impieghi pratici nel campo dell'elettronica industriale.

Fig. 15 - Grafico illustrante la curva di responso che è possibile ottenere con l'apparecchiatura il cui schema elettrico è illustrato alla figura 14.



**IL PRIMO
TELEVISORE
PORTATILE
A TRANSISTOR
DA 11"**

**IN SCATOLA DI
MONTAGGIO**

**non
perdete
il n. 9/1968
di**

Sperimentare

**perchè
nel numero di settembre di**

Sperimentare c'è

**la prima parte della descrizione della scatola di
montaggio del televisore a transistor**



UK 1000



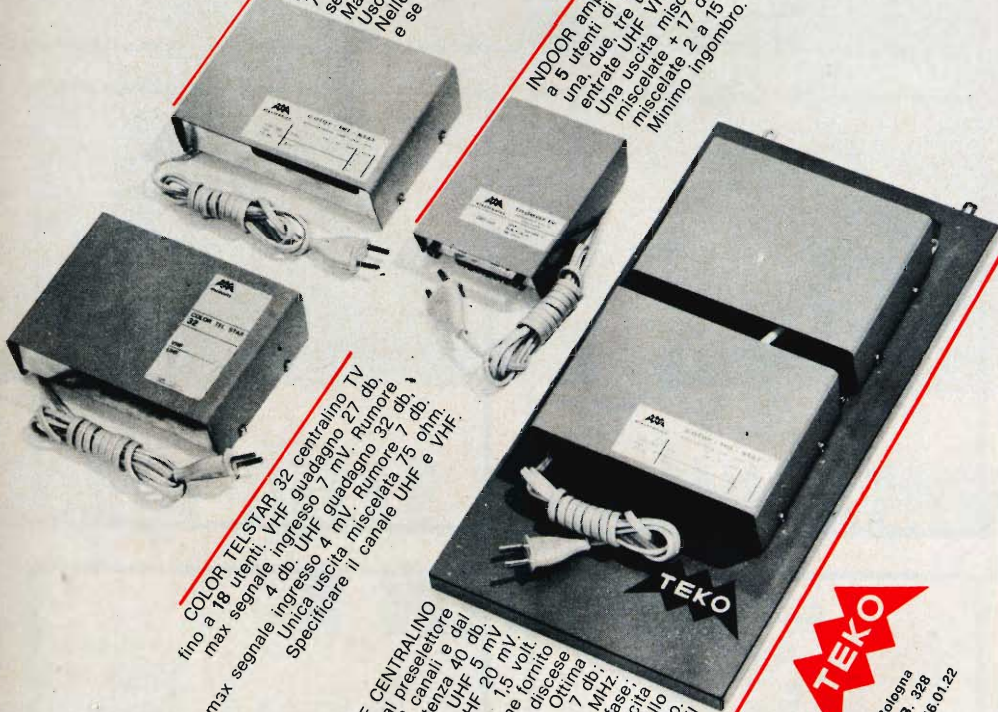
AMPLIFICATORI A TRANSISTOR PER IMPIANTI TV

COLOR TELSTAR centralino fino a 10 utenti, VHF 27 db, segnale max ingresso max segnale max ingresso 4 db, UHF 26 db. Uscite: miscelate d'uscita 8 mV, rumore 7 db. Nelle richieste specificare i canali e se a una, due, tre, quattro dicese

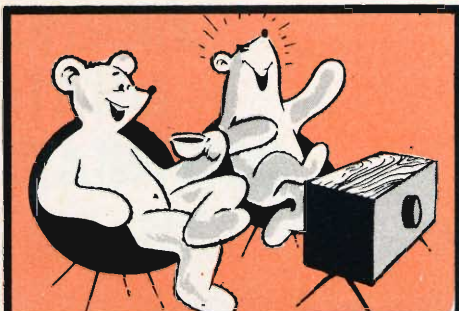
INDOOR amplificatore centralino TV fino a 5 utenti di uso universale con entrate UHF-VHF separate o sincronizzabili. Una uscita miscelata + 25 db. Tre uscite miscelate + 17 db. a 15 db e 1 a 21 db. Minimo ingombro: 220 volt 50 Hz.

COLOR TELSTAR 32 centralino TV fino a 18 utenti, VHF guadagno 27 db, max segnale ingresso 7 mV, Rumore 4 db, UHF guadagno 32 db, max segnale ingresso 4 mV, Rumore 7 db. Unica uscita miscelata 75 ohm. Specificare il canale UHF e VHF.

Il post amplificatore **CENTRALINO** fino a 34 utenti, composto dal centralino UHF VHF, fino a 3 preselettore post amplificatore di canali e del Max segnale di potenza 40 db. Segnale d'ingresso UHF 5 db a 75 ohm con segnale VHF 5 db. larghezza di banda viene fornito a -3 db, ridotta a 1,5 volt. Specificare il numero di preselettore e il numero di uscite del post amplificatore.



40100 Bolzano
P. O. B. 328
telefono 46.01.22



VIDEO RISATE



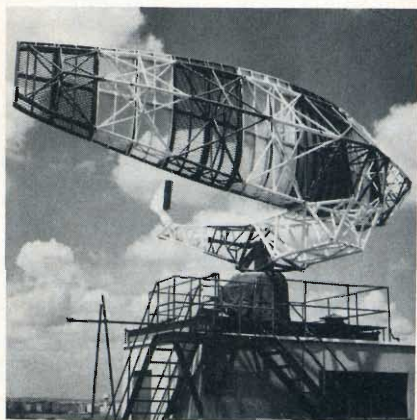
« Abbi pazienza, gioia mia, ancora sei o sette rounds, non può durare di più... »



« È per un regalo al mio maritino... non avrebbe una bella seggiola elettrica?... »



« Ben tornata, tesoro, ben tornata: che gioia rivederti!... »



STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

PREMESSA

Come tutte le grandi conquiste della scienza, l'avvento delle radiocomunicazioni è stato reso possibile, oltre che per l'intervento decisivo di alcuni individui ai quali giustamente si addice la qualifica di genii, in virtù dell'incessante contributo che, a partire da qualche millennio a questa parte, attenti osservatori dei fenomeni naturali, studiosi ed in seguito sperimentatori e scienziati, hanno dato alla causa della scienza in generale ed alla fisica in modo particolare.

E se il secolo scorso può essere considerato decisivo per quanto si riferisce alla conquista dell'elettricità da parte dell'uomo, dopo la scoperta della propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio, lo sviluppo delle radiocomunicazioni, avvenuto nel giro, di poco più di cinquant'anni, cioè durante la prima metà del nostro secolo, può essere definito addirittura sbalorditivo.

Infatti quegli stessi tecnici che ancor pochi decenni or sono usavano apparati del tutto simili a quelli costruiti da Gu-

glielmo Marconi e da altri studiosi al nascere della radiotelegrafia, oggi hanno a loro disposizione quelle perfette apparecchiature che la tecnica moderna consente di realizzare nel campo dell'elettronica, del calcolo e delle comunicazioni, siano esse destinate ad usi terrestri o spaziali.

Tale progresso, ottenuto prima che si concludesse il ciclo di una generazione, può essere ritenuto giustamente come il punto di partenza di una nuova era che condurrà l'umanità a conquiste talmente grandi che la nostra mente, nell'epoca attuale, non potrebbe immaginare neanche con l'aiuto della fantascienza.

CAPITOLO I

LE COMUNICAZIONI NEI TEMPI

È evidente come l'uomo già nei remoti tempi della sua comparsa sulla terra debba aver cercato di comunicare a distanza con i suoi simili che erano costretti ad allontanarsi dalle caverne in cui abitavano, allo scopo di procurarsi il cibo indispensabile per la sopravvivenza della comunità o per cercare rifugi più sicuri ed accoglienti.

È facile intuire come inizialmente il sistema più elementare per comunicare a distanze ravvicinate poté essere realizzato esclusivamente con l'aiuto delle corde vocali sotto forma di urla più o meno modulate.

Certamente con questi suoni elementari, confusi ed incomprensibili, ed aventi il solo scopo di richiamare l'attenzione dei propri simili su particolari eventi o di mettere in fuga animali, ha avuto inizio la lunga storia dei numerosi idiomi che attualmente consentono ai popoli di comunicare fra loro ed all'uomo di esprimere i propri sentimenti e pensieri.

Quante centinaia o forse migliaia di anni avrà impiegato l'uomo delle caverne per imparare ad eseguire quel gesto che noi compiamo comunemente quando al mare o ai monti desideriamo dare alle onde sonore, prodotte dalla nostra voce, una certa direzione, congiungendo le palme delle mani ad imbuto dinanzi alla nostra bocca, noi non siamo in grado di dirlo.

È certo però, che scrutando con interesse, talvolta con sorpresa, tal'altra con spavento, fenomeni naturali quali la caduta di pietre, di alberi o delle cascate d'acqua, l'uomo indubbiamente si rese conto come i relativi rumori fossero udibili a distanze notevoli e di conseguenza il suo spirito di osservazione lo aiutò ad imitarli, a proprio vantaggio, imparando ad emettere suoni o rumori caratteristici, battendo fra loro sassi, minerali, rami di legno secco, e, successivamente, facendo uso di pelli essicate per realizzare strumenti simili ai tam-tam che ancor oggi sono in uso presso molte tribù africane.

Con il passare del tempo questi arnesi rudimentali vennero via via perfezionati fino a giungere alla costruzione degli strumenti a percussione e a quelli a fiato. Ritornando a parlare brevemente del tam-tam, al quale abbiamo fatto cenno più sopra, e che è conosciuto dalla maggior parte dei popoli africani che ne fanno uso con lo stesso stile che era proprio dei loro avi, vale la pena di precisare che, dopo la seconda guerra mondiale, allorché il Congo fu scosso dai noti moti popolari per la conquista dell'indipendenza, in occasione dell'interruzione dei moderni mezzi di comunicazione, le notizie trasmesse dagli indigeni da un capo all'altro della nazione con il tam-tam si dimostrarono altrettanto rapide, e talvolta più precise, di quelle trasmesse mediante il telegrafo.

La scoperta del fuoco, permettendo la accensione di grandi falò dai quali emanavano dense fumate visibili a distanze notevoli, segnò l'inizio di una fase molto importante nella tecnica della trasmissione del pensiero umano, rendendo possibili le segnalazioni a distanza anche in presenza di colline, altopiani od ostacoli di altra natura.

È molto importante rilevare come questo metodo di segnalazione del tutto primitivo ancor oggi non sia scomparso dalle abitudini umane, tanto è vero che viene usato non solo da molte tribù indigene che vivono isolate in condizioni del tutto simili a quelle proprie dell'uomo primitivo, ma anche dagli uomini civili, in particolari condizioni di emergenza.

Per mantenere la nostra esposizione su quel piano di concretezza che è nelle no-

stre intenzioni citando fatti ed avvenimenti che la storia ci ha tramandato fino ai nostri giorni, non possiamo trascurare di segnalare come, partendo dall'epoca in cui il famoso messaggero **Fidippide** da Maratona, nell'Attica, nel 490 aC, si recò di corsa ad Atene portando l'annuncio della grande vittoria conseguita da Milziade sui Persiani ed estenuato si abbatté al suolo dopo aver comunicato la notizia, si passò all'organizzazione di autentici servizi postali, le cui prime manifestazioni

nel libro IV dell'Iliade « ...spedillo in Lincea apportatore di chiuse funeste cifre al re suocero, ond'egli perir lo fece »).

Un altro esempio di primordiale trasmissione telegrafica, propria dei tempi in cui visse, è descritto da Eschilo nell'Agamennone: Clitennestra facendo accendere una lunga serie di falò in cima alle vette più alte, poté infatti comunicare all'acropoli di Micene la notizia ed i particolari sulla caduta di Troia.



Fig. 1 - Antico messaggero postale.

avevano avuto già luogo circa 4000 anni avanti Cristo presso i Cinesi, gli Egizi, gli Assiri ed i Persiani.

La stessa Sacra Scrittura, nel libro di Ester, testimonia come un rudimentale servizio postale fosse in funzione molti secoli prima dell'avvento dell'era cristiana.

La leggenda afferma altresì che una delle prime lettere delle quali si è a conoscenza sia quella che l'eroe mitico Bellefonte recò da parte di Preto a Iobate sotto forma di tavolette di argilla essiccate, nelle quali si dice fosse incisa la sua sentenza di morte (come cita Omero



Fig. 2 - Maratoneti che si scambiano la fiaccola olimpica. Da un vaso dell'epoca.

Uno dei primi messaggi segreti di cui la storia ci ha tramandato notizia è quello di Isteo, tiranno di Mileto (IV aC), il quale fece rapare completamente uno schiavo, scrivendo un messaggio sul suo cuoio capelluto. Dopo aver atteso che gli ricrescessero i capelli inviò lo schiavo ad Aristogora, che per leggere il messaggio naturalmente dovette nuovamente raderne la chioma.

Sembra invece che Parasitas abbia affidato un suo messaggio al ventre di una lepore. La leggenda non precisa però come l'animale sia potuto giungere al destinatario!

Presso gli Spartani fu usata la **scitola** che consisteva in una bacchetta su cui era avvolta, a spirale, una strisciolina di pelle. Il messaggio era leggibile solo a colui che fosse in possesso di una bacchetta identica all'originale, sulla quale doveva avvolgere la strisciolina di pelle, con inciso il messaggio, che gli veniva recapitato tramite un messaggero.

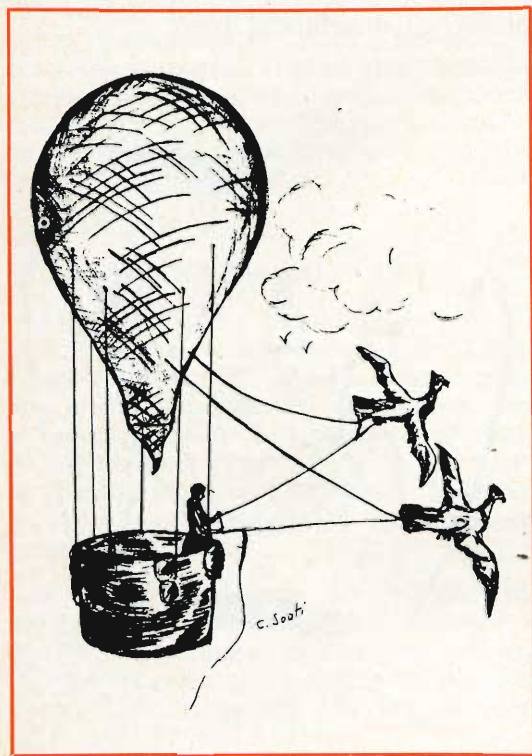


Fig. 3 - Mongolfiera trainata da condor.
Da una stampa dell'epoca.

I popoli antichi, ai quali abbiamo accennato più sopra, per comunicare le notizie a grande distanza si servivano di cavalieri i cui cavalli venivano regolarmente sostituiti in prestabilite stazioni di servizio.

Con un simile mezzo di comunicazione una lettera scritta da Giulio Cesare, allorché si trovava in Britannia, giunse a Cicerone, a Roma, dopo soli 26 giorni dalla sua spedizione.

Il sistema di trasmettere notizie tramite dei cavalieri fu particolarmente sfrut-

tato nel secolo scorso negli Stati Uniti, specialmente nelle regioni del West. Per svolgere tali mansioni si dovette ricorrere a persone spericolate, dato che era necessario attraversare zone infestate dagli Indiani, le quali erano retribuite con lo stipendio di 25 dollari alla settimana.

Il territorio più importante e più infido era quello compreso fra **Saint Joseph**, nel Mississippi, e **Sacramento**, in California, che veniva coperto dalle diligenze in circa 40 giorni.

Il record più prestigioso fu quello detenuto da **William Cody**, noto con il soprannome di **Buffalo Bill** (1846-1917), che riuscì a coprire l'intera distanza di 515 chilometri in 21 ore e 45 minuti.

Presso gli Aztechi il sistema di comunicazioni veniva assicurato mediante l'uso di velocissime staffette note con il nome di **Palynani** o **Iciuhcatlantli**, i quali fin da fanciulli venivano avviati alla carriera di messaggeri imperiali ricevendo una particolare educazione che consisteva nello studio della matematica, astronomia, astrologia, lettura, scrittura, geografia ed altre discipline.

Questi messaggeri, il cui accesso era sicuro in ogni luogo, dato che la loro persona era considerata sacra e chiunque arrecasse loro offesa era punito con pene molto gravi, coprivano circa 300 chilometri al giorno, spingendosi dal Messico in molti paesi del Nord e Sud America, superando delle distanze di 3.000 o 4.000 chilometri.

Un sistema di organizzazione analogo al precedente era stato adottato presso gli **Incas**, i cui messaggeri erano noti con il nome di **Chasquis**.

Presso questo popolo il quale ignorava la scrittura (gli Aztechi conoscevano invece la scrittura geroglifica), le comunicazioni venivano riferite verbalmente oppure tramite dei fili, di colori diversi, intrecciati fra loro con diverse fogge, così da costituire un codice segreto che era conosciuto esclusivamente dai governanti oppure dall'imperatore.

Secondo alcune testimonianze, raccolte dagli Spagnoli all'epoca della loro invasione del Messico, è confermato che gli

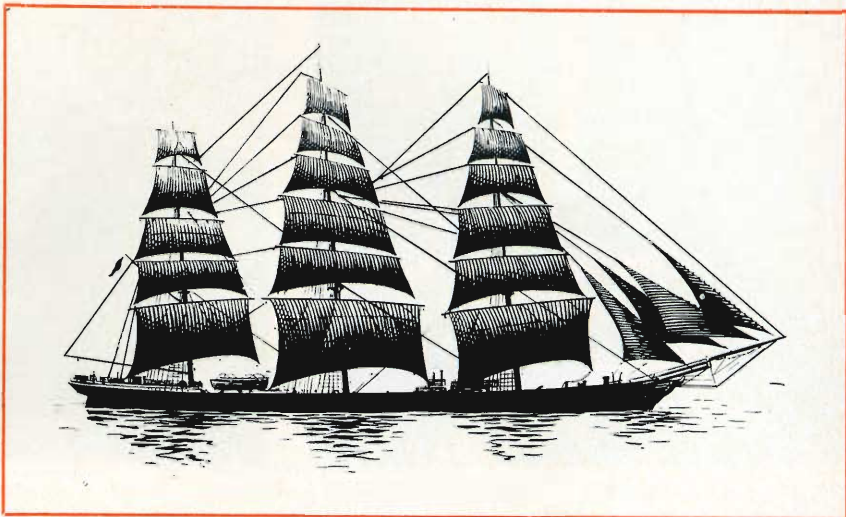
Incas riuscivano a comunicare, con tale metodo, qualsiasi notizia e che un principe, tramite una lunga serie di questi intrecci, riuscì a narrare le vicende della sua esistenza in modo talmente perfetto da poter essere paragonato ad una relazione scritta.

Un altro mezzo di comunicazione, originario dell'Egitto, e che è tuttora in auge, è quello relativo all'impiego dei colombi messaggeri, noti più comunemente con il nome di **colombi viaggiatori**.

ultime guerre mondiali, quando si temeva che le comunicazioni radio potessero essere intercettate dal nemico.

Fino alla scoperta della radio frequentemente gli equipaggi dei velieri che solcavano i mari in tempesta affidavano i loro messaggi, chiudendoli ermeticamente in bottiglie, alle correnti marine. Ciò sovente consentiva ai familiari di ricevere un loro estremo saluto oppure di far conoscere agli equipaggi di altri velieri la posizione del luogo in cui l'equipaggio

Fig. 4 - Veliero del secolo scorso.



Largo impiego di questi volatili, allo scopo di trasmettere velocemente i loro messaggi a distanze notevoli, fecero i Fenici, i Greci ed i Romani. Fra l'altro sembra che i Greci li usassero per far conoscere rapidamente ai popoli del Mediterraneo e dell'Europa i risultati delle Olimpiadi.

Nel Medio Evo questo mezzo di comunicazione venne ulteriormente perfezionato specialmente in Siria, in Persia ed in Egitto, dove furono istituite delle colombaie nelle quali erano allevate razze di colombi particolarmente selezionate.

Gli storici fanno risalire l'uso dei colombi viaggiatori per scopi bellici al 43 aC, quando Bruto fu assediato a Modena da Marcantonio: una cosa è certa e cioè che il loro impiego diede ottimi risultati durante l'assedio tedesco alla città di Parigi nel 1871 e, più recentemente, nelle due

naufragato aveva trovato temporaneo asilo. In considerazione di tale fatto qualsiasi naviglio che incrociasse nella rotta uno di questi recipienti aveva l'obbligo di raccogliarlo.

Successivamente tutti i sistemi di trasmissione a distanza delle notizie vennero gradatamente perfezionati. Così le torri dei castelli medioevali furono dotate di rudimentali dispositivi di segnalazione, consistenti nell'accensione ad intermittenza di fuochi, che talvolta erano affiancati ad un altrettanto rudimentale telegrafo umano, costituito da una persona collocata nella parte più elevata di un torrione o di un'altura, dalla quale eseguiva con le braccia e con una bandiera dei movimenti prestabiliti.

Questo metodo rassomiglia a quello usato ancor oggi nelle marine militari per comunicare rapidamente fra nave e nave,

e fra nave e terraferma, in condizioni di buona visibilità, qualora per motivi di segretezza o di altro genere, non si ritenga opportuno far uso della radio.

Un altro sistema di comunicazione per distanze ravvicinate, adottato ancor oggi dalle marine di tutto il mondo, ed avente



Fig. 5 - L'antica lanterna di Genova sul caratteristico promontorio di S. Benigno; uno dei più bei fari del Mediterraneo.

origine medioevale, è quello relativo all'uso di bandiere da segnalazione e nel quale a ciascuna lettera dell'alfabeto, e cifra, corrisponde una bandiera di colore e formato differente.

Dopo il riuscito tentativo di **Joseph e Michel Montgolfier** di innalzarsi nello spazio tramite un pallone, ebbero inizio i primi esperimenti aventi lo scopo di ampliare il raggio di osservazione e di segnalazione, che portarono alla costruzione dei cosiddetti palloni frenati, i quali ebbero largo impiego durante la prima guerra mondiale e naturalmente scomparvero con il progredire dell'aviazione.

La costruzione del **telegrafo ottico ad asta del Chiappe**, del quale parleremo nell'apposito capitolo, permise di ottenere un ulteriore miglioramento nella tecnica delle comunicazioni a distanza, tanto è

vero che nelle zone interne ed in quelle costiere le torri di avvistamento furono dotate di tale apparecchio.

Nelle zone costiere sorsero così i primi **semafori** i cui compiti erano di comunicare con le navi mediante dei segnali telegrafici ottici, sfruttando i raggi solari



Fig. 6 - Antiche torri di segnalazione.

e le proprietà riflettenti degli specchi o con lampi di luce artificiale, con bandiere, o tramite il telegrafo del Chiappe.

A questo proposito può essere interessante precisare che l'uso di indicare l'accesso ai porti mediante segnalazioni luminose sia molto antico. Scrisse infatti Victor Hugo « ..che i fari primitivi dovevano essere falò fiammeggianti posti sull'alto delle colline: più tardi tali fuochi, ottenuti per combustione della legna o del carbone, vennero accesi sulla cima delle torri costiere ».

Il primo faro del quale si abbia notizia è quello posto sulla torre di **Timea** sul **Bosforo**, mentre il più celebre è senz'altro quello costruito da **Filadelfo Tolomeo** nel 279 aC nell'isola di **Pharos**, alle foci del Nilo di fronte ad **Alessandria d'Egitto**, dal quale si fa derivare il nome latino di

Pharus. Questa torre che era alta circa 120 metri e che di notte serviva ad orientare la navigazione fu considerata una delle sette meraviglie del mondo e cadde nell'anno 1303. Essa è citata nel libro IV dell'Odissea.

In Italia si deve ricordare l'antico faro di Genova, costruito nel 1139 ed attivato nel 1326, distrutto e ricostruito nel 1536, che per la sua eleganza e per l'imponenza della torre alta 118 metri sopra il livello del mare, è uno dei più belli del Mediterraneo.

Notevoli dal punto di vista storico sono il faro della Meloria, costruito nel 1156 e che successivamente fu ricostruito tre volte dai Pisani, essendo stato distrutto altrettante volte dai Genovesi, ed infine l'attuale faro di Livorno costruito dai Pisani nel 1304.

Molti sono i segnali marittimi usati per fare determinate comunicazioni ai navi-

ganti, fra essi si possono citare i segnali visivi diurni quali i dromi, le boe, le mede, i gavitelli ed i pali galleggianti quelli notturni quali i fanali, i fari, i battelli-faro, i battelli-fanale, le boe luminose, i segnali da nebbia o del tipo acustico come i fischi, le campane, i detonanti, le trombe, le sirene ed in fine quelli acustici sottomarini ed i radiofari.

La scoperta del telegrafo elettrico del quale parleremo nel capitolo successivo al capitolo dedicato all'elettricità, rappresentò l'inizio di una nuova tecnica revisionistica nel campo delle comunicazioni a distanza le quali naturalmente subirono un ulteriore benefico impulso ad opera della invenzione del telefono. Il perfezionamento di questi due apparecchi permise prima di effettuare lo scambio di comunicazioni fra città e città, poi fra nazione e nazione ed infine, mediante l'impiego di cavi subacquei, fra continenti e continenti.

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo

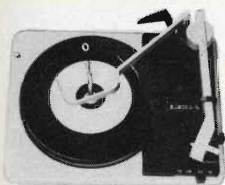


Potenzimetri speciali per TV a colori

MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura



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

UN IMPIANTO COMPLETO

Hi-Fi

ad un prezzo

veramente
eccezionale



1 amplificatore stereo

Potenza d'uscita totale: 18 W
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz \pm 1 dB
Sensibilità pick-up magnetico: 2 mV
Ausiliario: 250 mV

1 cinghiadischi stereo « ELAC »

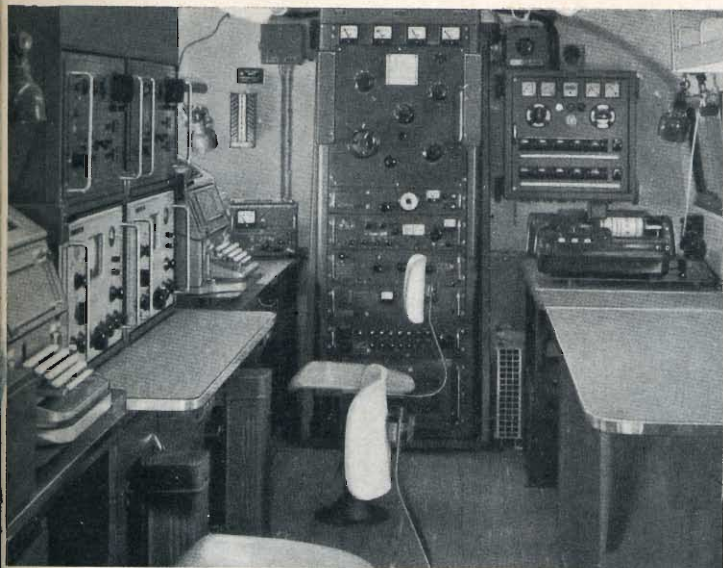
mod. 160
quattro velocità
completo di cartuccia tipo KST 106

2 diffusori A/800

Potenza nominale: 10 W
Risposta di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
con 1 woofer ed 1 tweeter ciascuno

L. 59.500

Richiedetelo presso tutte le Sedi G.B.C.



RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

ANTENNA RICEVENTE E FILTRI SEPARATORI PER TRASMISSIONE E RICEZIONE CONTEMPORANEA

1°) UNA ANTENNA RICEVENTE A TRE DIPOLI INDIPENDENTI

Un tipo di antenna ricevente particolarmente interessante, che può essere impiegata, tanto dai radioamatori quanto da coloro che siano interessati alla ricezione delle emittenti radiofoniche, è il modello HA 230/40 costruita dalla Rohde & Schwarz e che è composta da tre singole antenne, una verticale e due orizzontali, disposte a 90° fra di loro.

Questi tre dipoli sono fissati ad una testa radiante sulla quale sono anche installati i traslatori che sono indispensabili per la trasformazione e la simmetrizzazione.

Infatti le tre tensioni che provengono dalle tre antenne debbono essere separate fra di loro tramite altrettanti traslatori ed avviate alle boccole ad alta frequenza. Ciascun dipolo viene perciò a disporre di una propria connessione e di un proprio

cavo di uscita ad alta frequenza, che può essere collegato tanto ad un commutatore quanto ad un dispositivo elettronico adatto alla ricezione tipo « diversity », in modo da consentire, in ambedue i casi, di scegliere l'antenna che fornisce la massima tensione prodotta dai segnali in arrivo.

Il campo di ricezione dell'antenna, nel suo complesso, si estende da 1,5 MHz fino a 30 MHz. La polarizzazione è del tipo verticale per il primo dipolo ed orizzontale per gli altri due.

Mentre in figura 1 è visibile la fotografia di un esemplare di antenna, completa di palo ed accessori, in figura 2 sono indicate le dimensioni di ingombro della stessa in millimetri.

Il peso complessivo delle antenne e dei relativi sostegni è di circa 85 chilogrammi.

Per quanto l'antenna sia destinata ad impianti fissi essa è rapidamente smontabile e di conseguenza può essere facilmente

imballata e trasportata. Come cavo per le linee di alimentazione può essere usato il tipo Amphenol RG-8U.

I tre dipoli sono fissati alla sommità di un palo di acciaio avente l'altezza di circa 6 metri il quale assolve anche alla funzione di contrappeso elettrico dell'antenna. Tale palo, che è costituito da tre spez-

come abbiamo già precisato, gli elementi indispensabili per la simmetrizzazione e la trasformazione. Mediante l'impiego di un commutatore di antenna (ad esempio un commutatore ad alta frequenza del tipo HA 82/2) fra i due tipi di polarizzazione, orizzontale e verticale, può essere scelta quella che dà luogo alla maggiore tensione di ingresso (dovuta ai segnali della stazio-

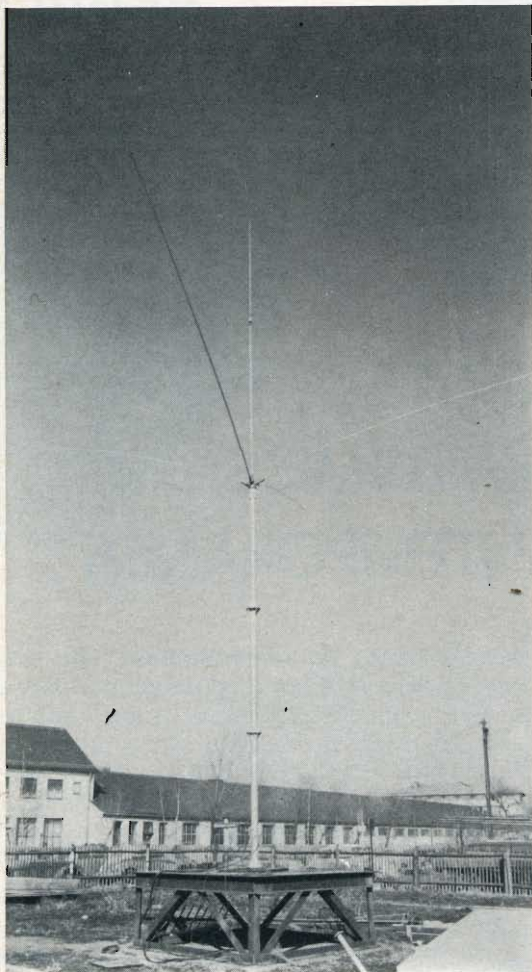


Fig. 1 - Antenna ricevente per onde corte a tre dipoli.

ni di uguale lunghezza, può essere montato sia con tre legature oppure come autoportante.

I cinque raggi sono formati da aste coniche in poliestere ad altissima elasticità che vengono avvitate sulla testa irradiante fissata sulla cima del palo. All'interno della testa irradiante sono collocati,

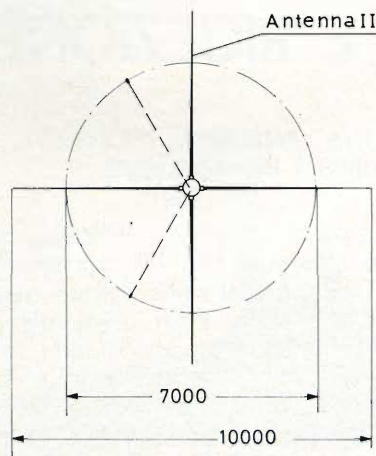
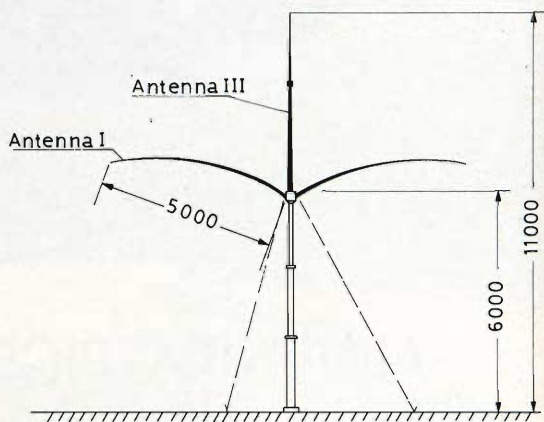


Fig. 2 - Dimensioni dell'antenna a tre dipoli.

ne che si sta ricevendo). Naturalmente lo stesso commutatore consente di scegliere fra i due dipoli orizzontali quello che giace nella direzione più adatta a ricevere la stazione per la quale si è sintonizzati.

È evidente perciò come un tale genere di antenna consenta di ottenere buoni risultati anche in quelle località dove non

essendo possibile l'installazione di impianti del tipo rotativo si desidera ottenere un buon grado di direzionalità dell'antenna stessa.

È noto altresì come le continue variazioni tra il massimo ed il minimo dell'intensità del campo em in ricezione, che sono provocate da interferenze dei vari fasci

questo inconveniente può essere fatto fronte, oltre mediante l'uso di un commutatore manuale, tramite l'impiego di un commutatore elettronico che consenta di avviare al ricevitore, istante per istante, la tensione proveniente dall'antenna che si trova nelle migliori condizioni di ricezione. Si tratta naturalmente di un dispositivo

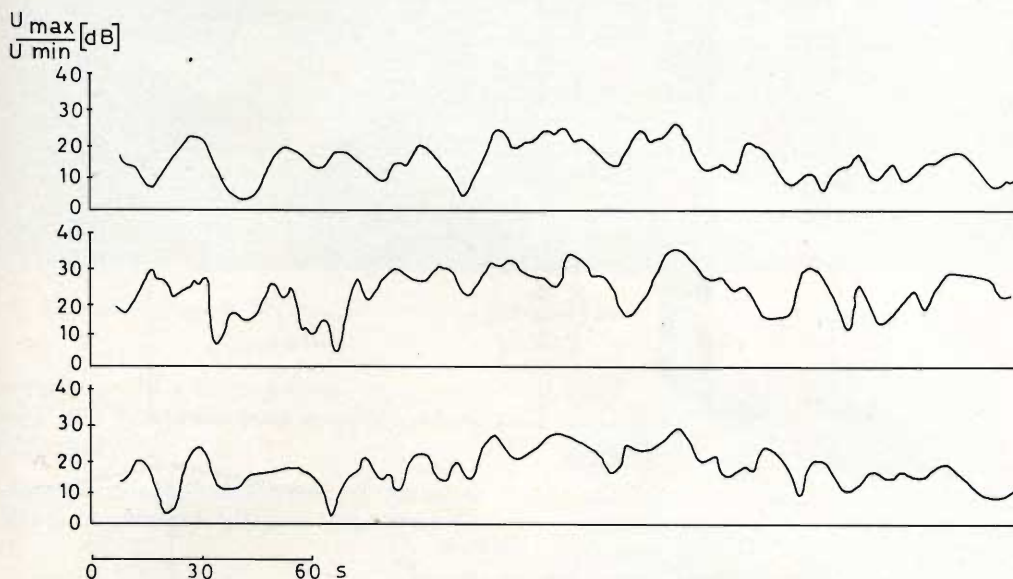


Fig. 3 - Comportamento dei tre dipoli durante la ricezione di una stazione O.C. sulla frequenza di 7140 kHz.

di irradiazione, dall'assorbimento e dalle variazioni di polarizzazione che le onde em subiscono nello spazio, fenomeni questi che sono molto frequenti nelle gamme delle onde corte, pregiudichino notevolmente la qualità dei segnali in ricezione. A

piuttosto complicato e che viene usato per l'appunto nei complessi professionali del tipo « diversity ». Per i radioamatori e per i dilettanti pensiamo che la soluzione migliore sia rappresentata dall'impiego del commutatore manuale.



VISITATE LA NUOVA FILIALE G.B.C. DI GENOVA

Corso Europa, 182.- Vio Borgoratti, 23/i/r - Zona S. Martino - Tel. 316.888

In figura 3 è chiaramente visibile la differenza di tensione che si è registrata nelle tre antenne, per un certo periodo di tempo, durante la ricezione della stessa emittente ad onda corta.

La figura 4 si riferisce invece all'impianto completo dell'antenna, impianto che è comprensivo dei relativi traslatori.

È evidente che in base agli estremi da noi pubblicati una antenna simile, avente

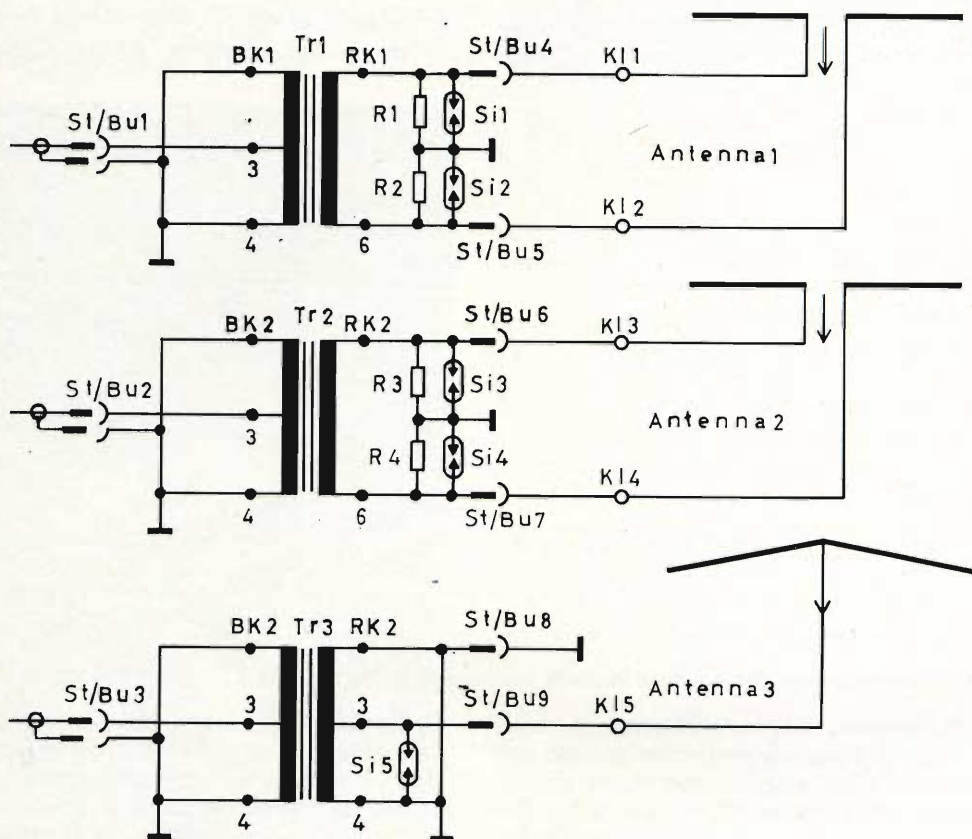


Fig. 4 - Impianto completo di antenna a tre dipoli.

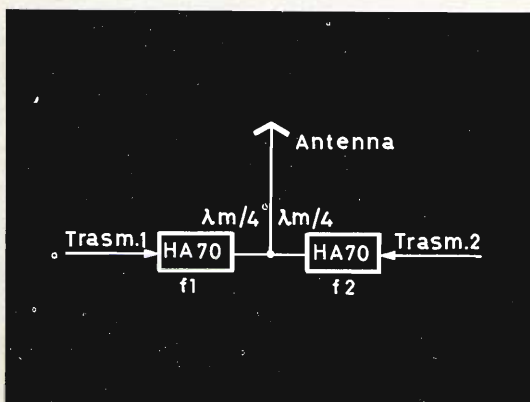


Fig. 5 - Impianto separatore con due filtri tipo HA 70.

carattere meno impegnativo, può essere autocostituita con successo da coloro che siano interessati alla ricezione delle onde corte.

2°) FILTRI SEPARATORI SINTONIZZABILI PER RX e TX NELLE GAMME VHF

I filtri che prendiamo in esame sono costruiti sempre dalla ditta che ha realizzato la suddetta antenna ed hanno lo scopo di consentire il passaggio di una data frequenza di risonanza, bloccando contemporaneamente il passaggio delle frequenze vicine. Si tratta di filtri noti con differenti sigle (HA/70, HS 9041, HS 9043 ecc), che

sono costituiti da dei circuiti coassiali sintonizzabili di elevata bontà.

L'accoppiamento alla linea a 60 o a 50 ohm è regolabile di modo che è possibile variare entro ampi limiti le caratteristiche di attenuazione, adattandole alle esigenze.

Il collegamento fra i singoli filtri, e fra questi e le diramazioni di antenna, dovrà essere effettuato mediante dei raccordi di cavo flessibili e lunghi un quarto d'onda, prendendo come riferimento la frequenza centrale di servizio.

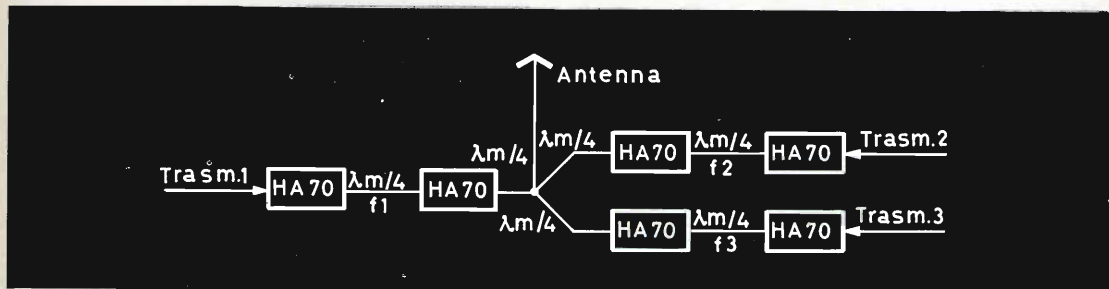


Fig. 6 - Schema di impianto separatore per trasmissione contemporanea con tre trasmettitori su un'antenna.

L'impiego dei filtri separatori di questo genere può permettere le seguenti applicazioni pratiche:

a) servizio contemporaneo di più trasmettitori usufruendo di una sola antenna.

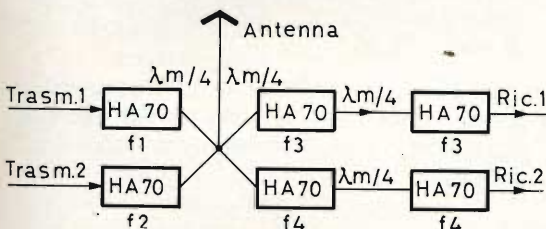


Fig. 7 - Schema di un impianto separatore per due trasmettitori e due ricevitori con filtri tipo HA 70.

b) servizio contemporaneo di più trasmettitori e di più ricevitori mediante l'impiego di un'unica antenna.

c) soppressione delle interferenze a monte dei ricevitori aumentando la selettività di questi ultimi.

d) soppressione di frequenze spurie dei trasmettitori.

Allo scopo di consentire le suddette prestazioni i filtri dovranno essere opportunamente collegati fra di loro come è indicato nelle figure.

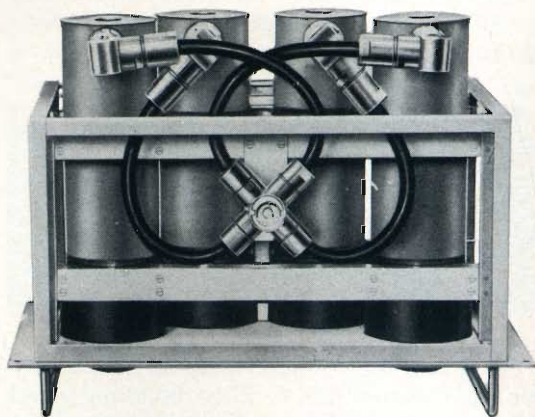


Fig. 8 - Esempio di assiemamento di un impianto tipo HS 469/3 con quattro filtri tipo HA 70/1. Tale pannello viene impiegato anche con i trasmettitori per la sicurezza del volo.

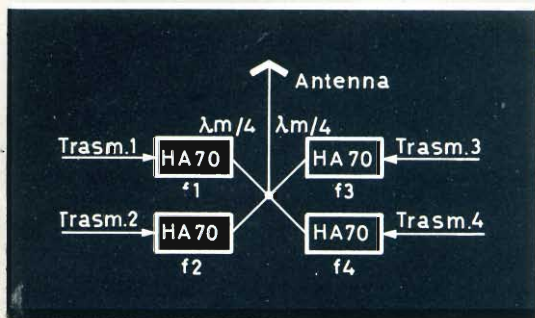
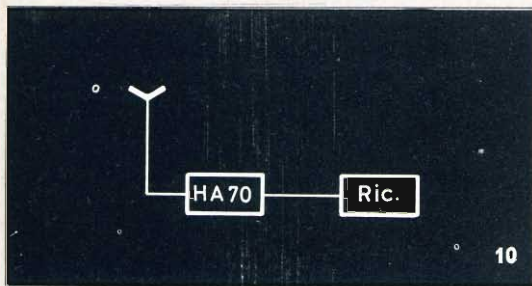
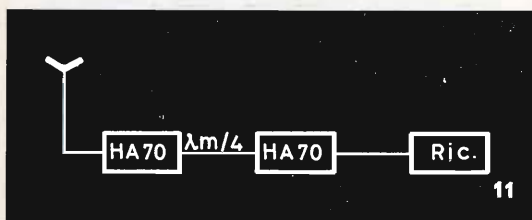


Fig. 9 - Schema di impianto separatore per quattro trasmettitori su una antenna con filtri tipo HA 70.

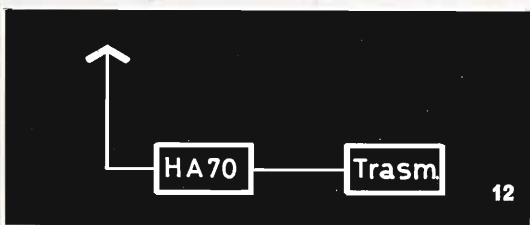
Le figure 5 e 6 indicano come dovrà essere realizzato un impianto separatore per la trasmissione contemporanea effettuata rispettivamente con due e con tre trasmettitori utilizzando la stessa antenna.



La figura 7 mostra invece lo schema di un impianto separatore per la trasmissione e la ricezione contemporanea che comporti l'impiego di due trasmettitori e di due ricevitori sempre facenti capo alla stessa antenna.



In figura 8 è invece riportata la fotografia del dispositivo di filtro schematizzato in figura 9 relativo ad un impianto adatto ad inviare ad un'unica antenna l'uscita contemporanea di ben quattro trasmettitori.



I filtri in questione possono essere usati altresì, come abbiamo premesso, per ottenere un miglioramento della selezione tanto in ricezione quanto in trasmissione.

Ciò è indispensabile, ad esempio, qualora il ricevitore sia soggetto alle radiazioni di

trasmettitori installati nelle sue vicinanze. Il caso tipico di inserimento di un filtro è indicato in figura 10 mentre la figura 11 illustra un caso più complesso nel quale sono inseriti due filtri collegati fra di loro tramite un cavo lungo un quarto d'onda.

La figura 12 si riferisce infine all'inserimento di un filtro nel circuito di uscita di un TX allo scopo di eliminare determinate frequenze spurie. I filtri del tipo HS/9041 e HA 70 sono costruiti in modo da coprire ciascuno le seguenti gamme: 38 - 47,5 MHz; 47,5 - 69 MHz; 68 - 87,5 MHz; 87,5 - 108 MHz; 100 - 156 MHz; 146 - 230 MHz; 225 - 400 MHz, per una potenza passante massima dell'ordine dei 100 watt. I tipi HS 9043 coprono le stesse gamme ma con una potenza passante massima di circa 300 watt.

La rapidità della curva di attenuazione è variabile mediante un elemento di accoppiamento regolabile, mentre la minima distanza delle frequenze di servizio è dell'ordine del 1%.

Si deve tenere presente che questo valore è valido per una larghezza di banda passante di circa 20 kHz ed un disaccoppiamento reciproco delle entrate dei filtri di circa 20 dB.

La distanza minima delle frequenze dipende dalla larghezza di banda passante desiderata e dall'attenuazione di blocco del filtro.

La Hughes Aircraft Co. ha proposto alla NASA la costruzione di un satellite per applicazioni tecnologiche dello stesso tipo della prima serie A.T.S. Esso verrebbe chiamato « A.T.S. 2B Primo » e verrebbe preparato, afferma la Hughes, in 12 o 18 mesi. Esso sarebbe, in primo luogo, adibito alle ricerche meteorologiche e a bordo del quale potrebbe essere montato un veicolo di lancio A.T.S. I comandi della NASA e il Centro Goddard per i Voli Spaziali stanno ora esaminando la proposta della Hughes.



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

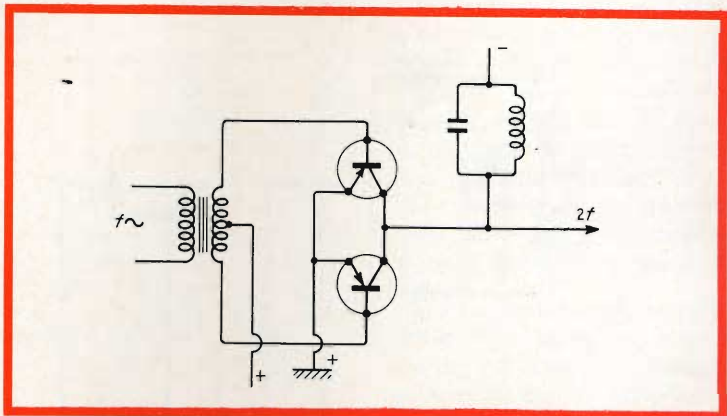
UN DUPLICATORE DI FREQUENZA NON SINTONIZZATO

(Da « Industrial Electronics » -
Giugno 1968)

In genere, per ottenere la duplicazione di frequenza mediante apparecchiature elettroniche, è sempre necessario ricorrere all'impiego di circuiti accordati, mediante i quali si ottiene un rendimento di picco proprio nei confronti della frequenza che occorre raddoppiare. Ebbene, in antitesi con quanto sopra, l'articolo che recensiamo descrive in quale modo la caratteristica a legge quadratica di un diodo al germanio per impieghi generali può essere sfruttata in un circuito duplicatore di frequenza per eliminare il filtro passa-banda che è normalmente necessario. La teoria di funzionamento di questo duplicatore di frequenza non sintonizzato viene spiegata nell'articolo in modo sufficientemente chiaro, e viene inoltre fornito il circuito pratico, unitamente all'elenco dei componenti necessari.

Nelle tre figure che qui riproduciamo, la prima rappresenta il tipo classico di duplicatore di frequenza bilan-

centrale, da due diodi rettificatori collegati in opposizione di fase, e da una sorgente di alimentazione rappresentata



ciato, costituito da due transistori ed impiegando un circuito accordato su una frequenza pari al doppio di quella originale.

La seconda rappresenta invece il principio fondamentale di funzionamento del duplicatore di frequenza a legge quadratica, costituito sostanzialmente da un trasformatore con un secondario a presa

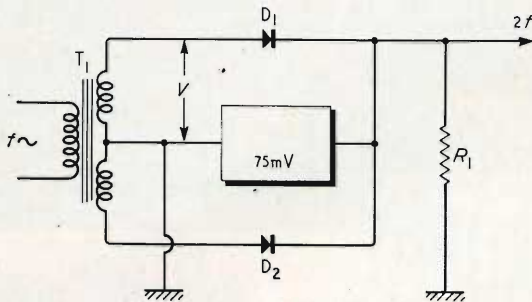
dal rettangolo che si trova tra la presa centrale del trasformatore di T1, ed i due poli positivi dei diodi rettificatori, uniti tra loro, facenti capo al polo superiore della resistenza R1.

La terza figura rappresenta infine lo schema pratico del duplicatore di frequenza, così come viene concepito: in essa si osserva che la frequenza

originale f , applicata al primario del trasformatore T_1 , determina una tensione avente la medesima frequenza ma un diverso valore ai capi del secondario, provvisto di presa

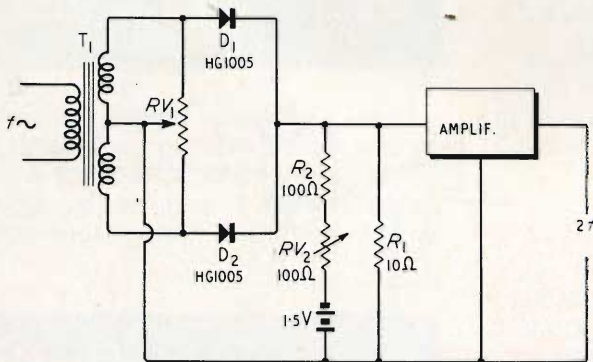
mente una frequenza pari al doppio di f .

R_2 , RV_2 , R_1 e la batteria di polarizzazione di uscita sono gli altri componenti necessari per la messa a punto del di-



centrale. La suddetta tensione viene applicata in primo luogo ad una resistenza variabile, in cui cursore può essere spostato a seconda delle esigenze.

positivo, mediante il quale è possibile ottenere (all'uscita di un amplificatore con accoppiamenti in corrente alternata, rappresentato dal rettangolo) una tensione alternata la cui



Dal momento che ciascun impulso di tensione può passare solo in una direzione, è evidente che ciascuna alternanza (positiva o negativa) della frequenza primaria determina un impulso nel circuito di uscita dei due rettificatori: di conseguenza, tali impulsi presentano inevitabil-

mente una frequenza pari esattamente al doppio della frequenza originale.

Le applicazioni di questo tipo possono rivelarsi assai utili in numerosi campi, quali ad esempio la registrazione a nastro, i circuiti di misura, i generatori di segnali, eccetera.

NUOVO METODO PER LA REGOLAZIONE PRECISA DELLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE DEI FOTOMOLTIPLICATORI

(Da « Orbit » - Aprile 1968)

Durante questi ultimi decenni, sono stati messi a punto un gran numero di elementi fotosensibili aventi notevoli caratteristiche, atti ad effettuare la rivelazione o la misura di segnali luminosi. L'effetto fotoelettrico è stato osservato per la prima volta da Becquerel nel 1839, ma non fu che cinquant'anni dopo che Hertz mise in evidenza l'effetto della fotoemissione, e realizzò il prototipo di tutta una serie di valvole fotoelettriche a vuoto.

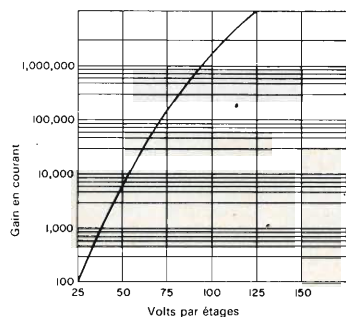
Il dispositivo originale conteneva un catodo realizzato in metallo alcalino, ed un elettrodo ausiliario, entrambi collocati in un involucro nel quale veniva praticato il vuoto.

Le teorie moderne della fotoelettricità sono dovute al genio di Einstein, che ha permesso in parte lo sviluppo della teoria dei quanta.

Dopo questa breve introduzione, l'articolo pubblicato sulla rivista espone in forma abbastanza dettagliata la teoria di funzionamento e di impiego di vari tipi di dispositivi fotosensibili e fotomoltiplicatori, considerando con particolare ricchezza di dettagli la tecnica di impiego, e le prestazioni a seconda dei vari tipi di normale realizzazione.

Soprattutto, l'autore si occupa dei fotomoltiplicatori del tipo a focalizzazione elettrostatica, che vengono equipaggiati con un nuovo dinodo, e funzionano con una polarizzazione di 100 volt. In riferimen-

to a questo tipo, il grafico che qui riproduciamo indica in quale modo il guadagno varia in funzione della tensione per stadio per un fotomoltiplicatore normale del tipo 931-A.



In esso si osserva che il guadagno dipende non soltanto dalla tensione totale, ma anche dalla tensione di ciascun dinodo.

comporta un'alimentazione a tensione media per il voltmetro a valvole.

Il trasformatore T1 fornisce una tensione di 1.000 volt a corrente alternata al raddrizzatore ad una semionda ed ai condensatori di filtraggio. La tensione continua di uscita ammonta a 1.400 volt.

Questa tensione negativa attraversa una resistenza a dieci regolatori subminiatura, collegati in serie. Ciascuno dei dinodi viene alimentato mediante questi regolatori, e la relativa tensione di polarizzazione risulta dunque costante, indipendentemente dalle eventuali variazioni della tensione di rete, o della corrente assorbita dal dinodo.

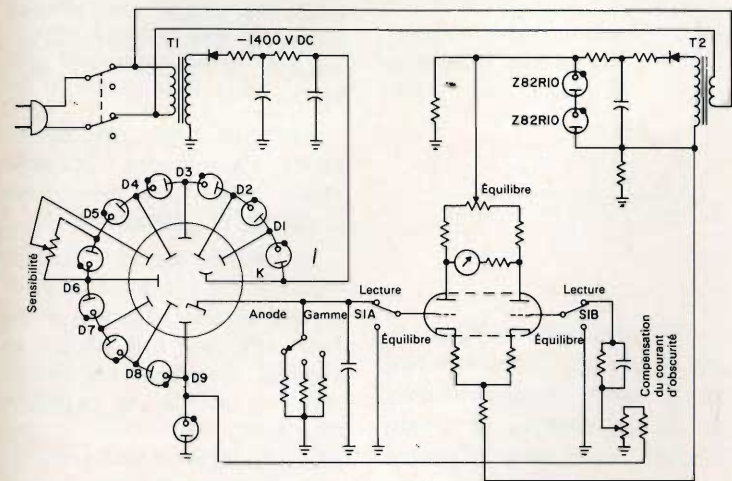
Il valore delle intensità di corrente dell'anodo dipende

Questa tensione viene applicata alla griglia di un amplificatore continuo differenziale, la cui stabilità è assai elevata grazie alla controreazione catodica, e grazie anche all'impiego di un sistema di alimentazione stabilizzata.

Per l'utilizzazione, si predispone il commutatore S1 sulla posizione BAL (bilanciamento) e si regola il potenziometro di azzeramento in modo da annullare qualsiasi indicazione da parte del galvanometro. Successivamente, dal momento che il fotomoltiplicatore è protetto contro qualsiasi tipo di radiazione, si predispone S1 sulla posizione READ (lettura), e si regola il potenziometro di compensazione della corrente di oscurità in modo tale da azzerare nuovamente l'indicazione fornita dal galvanometro.

Successivamente, è possibile inviare sul fotomoltiplicatore il flusso luminoso da misurare; se si desidera variare la sensibilità dell'apparecchio agendo sul commutatore di gamma (LIGHT RANGE), è necessario ripetere l'operazione di compensazione della corrente di oscurità.

L'articolo è dunque completo in ogni dettaglio, e può fornire numerosi ed interessanti ragguagli ai lettori che eventualmente si occupino di applicazioni di ottica elettronica.



Dopo avere considerato varie caratteristiche tipiche, sia statiche che dinamiche, di numerosi esemplari di fotomoltiplicatore, l'autore propone lo schema di montaggio di un fotomoltiplicatore (che qui riproduciamo) che permette di misurare alcuni microlumen a fondo scala. Questo schema

dal flusso luminoso che eccita il catodo, e la caduta di tensione che si presenta ai capi della resistenza di carico anodico è direttamente proporzionale ad essa.

In questo schema, il valore della resistenza di carico dipende dalla sensibilità scelta.

PROCEDIMENTO A DUE FASI PER ACCELERARE LE MISURE DI BASSA FREQUENZA

(Da « Electronics » - 27 Maggio 1968)

Per effettuare misure assai precise nel campo delle Basse Frequenze esistono vari meto-

di, ciascuno dei quali può riscuotere la preferenza dei tecnici, a seconda delle sue personali esigenze.

In questa particolare occasione, la rivista americana descrive un tipo di contatore che in primo luogo misura il periodo, e successivamente lo converte in una frequenza, raggiungendo così una precisione che può essere confrontabile con quella che normalmente si ottiene con frequenze più elevate.

L'articolo, a livello assai elevato, è corredato di numerose illustrazioni che chiariscono il principio di misura descritto, basato sull'impiego di circuiti « gate », ovviamente realizzati con l'impiego dei moderni semi-conduttori.

La nota consta complessivamente di quattro pagine, e presenta numerosi aspetti interessanti per quei tecnici che — conoscendo a fondo la teoria elettronica, al punto da comprendere anche argomentazioni a carattere matematico — si occupano di problemi relativi alla strumentazione industriale.

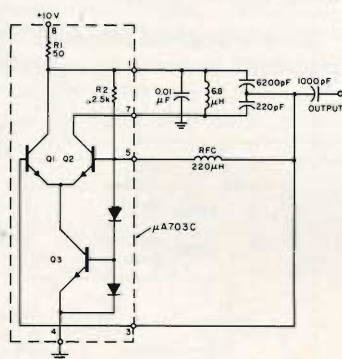
UN OSCILLATORE AD ALTA FREQUENZA A CIRCUITO INTEGRATO

(Da « **Electronic Design** » - 11 Aprile 1968)

L'impiego dei circuiti integrati non è limitato — come già abbiamo visto in varie occasioni — alla sola realizzazione di apparecchiature a carattere commerciale, bensì viene diffuso sempre più anche agli effetti della realizzazione di strumenti di misura.

In questo particolare caso, ci riferiamo ad un articolo

pubblicato sulla rivista americana, che descrive un oscillatore ad Alta Frequenza impiegante il circuito integrato tipo $\mu A703$, ed un circuito accordato ad induttanza e capacità, che qui riproduciamo. Come si può osservare, il circuito consta complessivamente di tre transistori e due diodi, nonché di una bobina avente il valore induttivo di 6,8 microhenry, in parallelo alla quale si trovano due capacità, di cui una di 6,200 picofarad e l'altra di 220 picofarad, tra le quali risulta disponibile il segnale di uscita, che viene prelevato tramite una capacità del valore di 1.000 picofarad.



Naturalmente, il suddetto tipo di circuito integrato non viene usato esclusivamente per la realizzazione di questo circuito, in quanto si presta anche a numerose altre applicazioni. Comunque, per i tecnici che svolgono un'attività nel campo dello studio dei circuiti ad Alta Frequenza, e soprattutto della realizzazione di strumenti di misura, di generatori di segnali, eccetera, la lettura di questa nota risulterà indubbiamente interessante.

IMPIEGO DI RELE' A LAMINA MOBILE PER LA REALIZZAZIONE DI DISPOSITIVI A TEMPO

(Da « **Electronic Components** » - Maggio 1968)

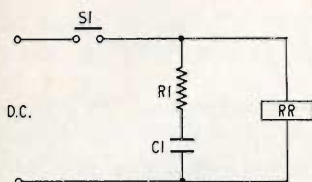
Mano a mano che procede la tecnica di automatizzazione delle apparecchiature di varia natura, aumenta contemporaneamente la necessità di disporre di dispositivi a tempo sempre più sicuri, sempre più piccoli e sempre più versatili.

Esiste una costante richiesta di mercato di dispositivi di questo genere in grado di funzionare sia con alimentazione a corrente continua, sia con alimentazione a corrente alternata, affinché sia possibile inserirli in apparecchiature di controllo, apparecchiature d'allarme, ed impianti per la elaborazione di dati, nei quali gli intervalli di tempo compresi tra alcuni millisecondi e diverse ore comportano necessità di misura o di controllo.

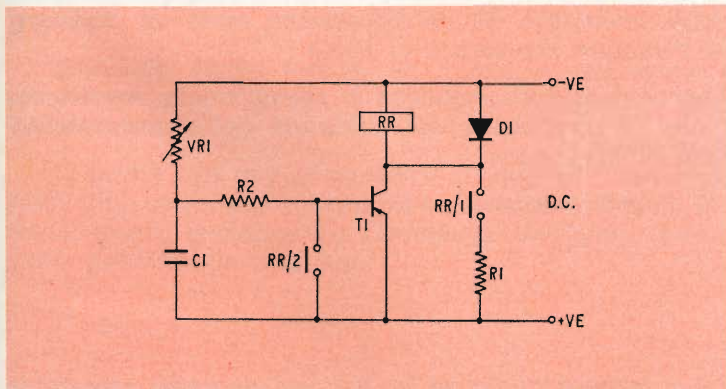
L'articolo citato discute appunto l'argomento, considerando l'impiego di relé in applicazioni di questo tipo.

In primo luogo, l'autore considera il semplice circuito di eccitazione ritardata di un relé, che qui riportiamo: in seguito, prende in considerazione il metodo per ottenere un ritardo sui circuiti di rilevamento, dopo di che considera le tecniche di elaborazione di segnali, mediante i quali è possibile adattare le caratteristiche dinamiche di un circuito alle varie esigenze che dipendono dalla natura dell'apparecchiatura in fase di studio. La seconda figura che qui riportiamo rappresenta il circuito elettrico di un dispositivo temporizzatore a transistoro, nel quale l'avvolgimento di

eccitazione del relè è rappresentato dal rettangolo inserito nel circuito di collettore, ed identificato dalle lettere RR. In esso, è facile comprendere che — con questo semplice dispositivo — è possibile aumentare la portata del circuito in derivazione, che si trova in parallelo alla capacità che determina il periodo di funzionamento, con un fattore pari approssimativamente al guadagno di corrente del transistor, che ammonta a cinquanta volte per un normale transistor al germanio.



La tensione presente ai capi della capacità C1 aumenta con un rapporto determinato dal suo valore capacitivo, nonché dal valore della resistenza variabile VR1. Ciò causa



un aumento esponenziale di intensità della corrente di base, e quindi un aumento altrettanto esponenziale dell'intensità della corrente di collettore. Una volta che il relè è stato eccitato, si fa in modo che esso blocchi i contatti

RR/1, collegando quindi la resistenza R1 tra il collettore del transistor, il polo positivo del rettificatore D1, e la massa.

Il diodo D1 blocca qualsiasi traccia di tensione inversa che potrebbe altrimenti danneggiare il transistor.

Un'altra caratteristica peculiare di questo dispositivo consiste nel fatto che il contatto RR/2 assicura che il condensatore C1 inizi a caricarsi esattamente nel medesimo istante, in rapporto ai cicli degli impulsi di funzionamento.

L'articolo conclude infine con l'analisi di un circuito analogo, impiegante invece un transistor del tipo a giunzione singola. Con questi dispositivi, è possibile ottenere rapidità di funzionamento tali, da consentire l'impiego di questi circuiti anche nelle applicazioni industriali più delicate.

TELECAMERE PER TELEVISIONE

(Da « Wireless World » - Giugno 1968)

Grazie ai recenti perfezionamenti ottenuti nel campo delle trasmissioni televisive, si presentano ogni giorno nuo-

ve necessità agli effetti delle prestazioni delle telecamere: tali necessità hanno dato adito a sviluppi nelle prestazioni dei tubi « orticon ».

L'articolo, pubblicato su tre pagine della rivista inglese, descrive appunto i più recenti sviluppi in questo campo, e descrive dettagliatamente il nuovo metodo di funzionamento e di impiego del tubo orticon, nonché le sue più recenti applicazioni agli effetti delle trasmissioni televisive.

Dopo aver esposto gli argomenti di notevole interesse per chiunque si occupi in profondità dei problemi relativi alla televisione, l'autore conclude affermando che c'è ancora molto da fare sul tubo orticon: il tubo da 4,5 pollici non ha ancora una superiorità di risoluzione rispetto al tipo da 3 pollici, come potrebbe sembrare apparentemente. Una parte della perdita della risoluzione è dovuta alla sezione dell'immagine (più elaborata che non nel tipo da 3 pollici), la quale subisce le conseguenze derivanti inevitabilmente dalle distorsioni dell'obiettivo. Alcuni miglioramenti della risoluzione (consistenti in un aumento di 3 dB di ampiezza del segnale sulla frequenza di 5 MHz) possono essere ottenuti apportando lievi alterazioni alla forma degli elettrodi. Una ulteriore causa di perdita della risoluzione deriva dalla difficoltà di mantenere il fuoco su di una superficie larga come quella appunto disponibile nell'orticon da 4,5 pollici. Tuttavia, l'autore sostiene che — grazie agli sforzi che vengono tuttora compiuti per migliorare questo tipo di tubo sensibile — entro breve tempo sarà possibile risolvere tutti i problemi ad esso relativi.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



HENRY

L'unità di induzione elettromagnetica porta il nome, anzi il cognome, di Joseph Henry, americano, inventore dell'elettrocalamita. E questo lo sanno tutti. Per consolazione di chi non ama la scuola, dirò che anche Henry fu uno scolaro piuttosto negligente, tanto è vero che suo padre lo mandò ben presto ad apprendere il mestiere di orologiaio.

Ma il giovane era incostante ed estroso, e infatti abbandonò la bottega per darsi al teatro: voleva recitare le tragedie di Shakespeare. E' incredibile che un uomo di scienza possa avere avuto un ingresso nella vita attiva così eterogeneo ed eccentrico, nonché disordinato.

Il momento magico venne per Henry, e mutò il corso della sua vita, quando lesse per caso un libro di divulgazione scientifica. Se ne appassionò tanto da dedicarsi interamente alla scienza fino a diventare professore di fisica.

Un fatto curioso è questo: per isolare il filo metallico di avvolgimento, mentre nel 1829 eseguiva gli esperimenti che lo condussero all'invenzione dell'elettrocalamita, Henry disfece una sottana di seta di sua moglie.

Che cosa abbia poi detto la moglie, nessuno lo sa.

OLOGRAFIA

Mi hanno scritto in molti per sapere qualcosa in più sull'olografia, ovvero la registrazione integrale o tridimensionale di cui ho trattato il mese scorso. Ecco nuovi dati.

Per riprendere un « ologramma » cioè l'immagine a tre dimensioni di un soggetto o di una scena, il fascio di luce laser viene scisso in due.

Mezzo fascio è diretto sul soggetto da fotografare e l'altro mezzo, chiamato « fascio di riferimento » viene rivolto sulla lastra dell'emulsione sensibile.

Il primo fascio, riflesso dal bersaglio sulla lastra fotografica, subisce cambiamenti nella fase e nell'intensità, contrariamente all'altro diretto sulla stessa lastra.

Quando i due fasci — o mezzi fasci, se vogliamo — si incontrano sull'emulsione fotografica, creano una serie di interferenze che consentono di registrare non solo l'intensità media della luce riflessa dal brisaglio, ma anche la direzione di tutte le onde della luce. Viene, cioè, a prodursi un diagramma d'interferenza, o immagine tridimensionale riportata sulla lastra sotto forma di cambiamenti nella spaziatura e nella densità delle particelle d'argento nell'emulsione sensibile.

Quando l'ologramma è nuovamente esposto alla luce coerente di un laser operante alla stessa frequenza, appare all'osservatore un'immagine prodigiosamente fedele all'originale, con oggetti che sembrano sospesi nello spazio ad una certa distanza dalla lastra fotografica.

Ripeto che tutto ciò è ancora in fase sperimentale di laboratorio.

DAVIDE E GOLIA

Nel mercato dei TV colore, in Francia due pigmei « hanno fatto la barba », come dicono gli americani, a due giganti.

I giganti sono la Compagnie Française Thompson Huston-Hotchkiss Brandt e La Radiothechnique, tutte e due affiliate alla Philips. Queste ditte avevano stabilito dei prezzi piuttosto sostenuti per i TV colore quando ebbero inizio le trasmissioni in Francia, e speravano di conservarli almeno fino all'ammortamento degli impianti. Ma nella primavera di quest'anno dovettero affrettarsi a praticare sconti sui listini dal 15 al 20 per cento. Era semplicemente accaduto che due piccole ditte, Electronique Moderne L'Oise e Pizon Frères, avevano presentato degli apparecchi da 19" che costavano quasi la metà di quelli dei « giganti ».

INGEGNERE

Secondo alcuni filologi, la parola « ingegnere » deriva dal latino medioevale « enceignerius » il quale, a sua volta, viene da « incingere » che vuol dire « fortificare ».

Il primo uso che si conosca del termine « enceignerius » appare negli Annales Placentini, scritti al principio del secolo decimoterzo, in cui si parla di un Alamannus de Guitelmo, enceignerius Communis Mediolani, cioè Alemanno di Guitelmo, ingegnere del Comune di Milano.

CHISSÀ CHI LO SA

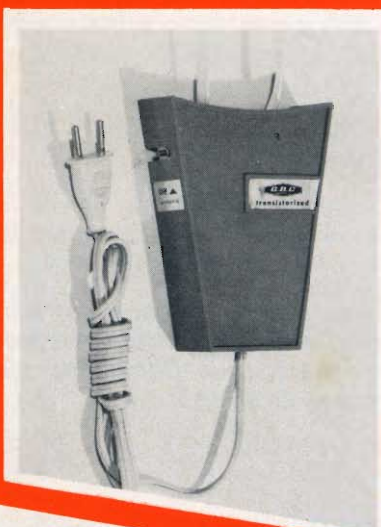
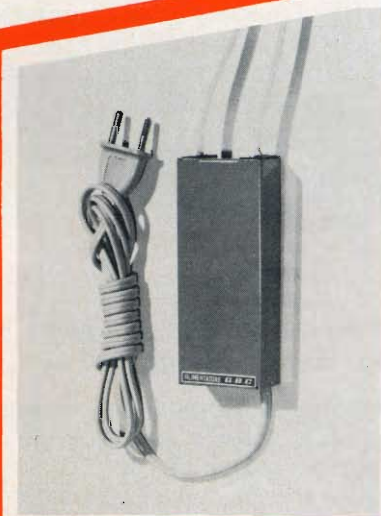
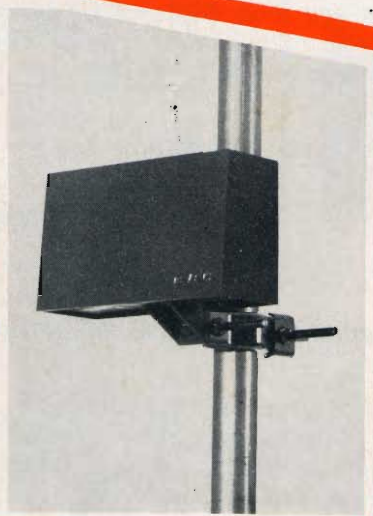
La scienza descrive i fenomeni ma ne ignora le cause: o, meglio, di ogni fenomeno scopre una causa che, tuttavia, è a sua volta effetto di altra causa onde non si arriva mai alla conoscenza fondamentale. Ciò fu l'origine della risposta che Alessandro Volta diede a Napoleone Buonaparte, quando l'imperatore gli chiese che cosa era, in fin dei conti, l'elettricità.

— Vostra Maestà perdoni la mia ignoranza — sospirò Volta — ma non lo so nemmeno io.

Zio Ruben

Amplificatori da palo o sottotetto completi di alimentatore (220 V)

NA/1090-00 VHF 18 dB (8 volte) rumore 4,5 dB 1 transistor - NA/*110 UHF 18 dB (8 volte) rumore 7 dB 1 transistor - NA/*107 adatto per la Svizzera canale H 17 dB con mix UHF e mix B.C - NA/*111 VHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 4,5 dB - NA/*113 UHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 7 dB - NA/*104 amplificatore doppio VHF banda III + UHF. Uscita miscelata - NA/*103 amplificatore doppio VHF banda I + UHF. Uscita miscelata. *Nelle richieste specificare sempre il canale. Altri tipi fino a tre canali amplificati o miscelati, tipi intermedi per lunghe distanze, tipi speciali commutabili, disponibili su domanda.



Amplificatori retro TV sintonizzabili a 1 transistor 12 dB (4 volte)

NA/1140-00 Booster VHF banda III
NA/1150-00 Booster VHF Banda I - NA/1160-00
Booster FM - NA/1170-00 Booster UHF (21-37)

Amplificatori retro TV sintonizzabili a 2 transistor 18 dB (7 volte)

NA/1260-00 Super Booster VHF banda III
NA/1270-00 Super Booster VHF banda I
NA/1280-00 Super Booster FM
NA/1250-00 Super Booster UHF (21-37)

Demix elettronico 2 transistor sintonizzabile 12 dB + 12 dB

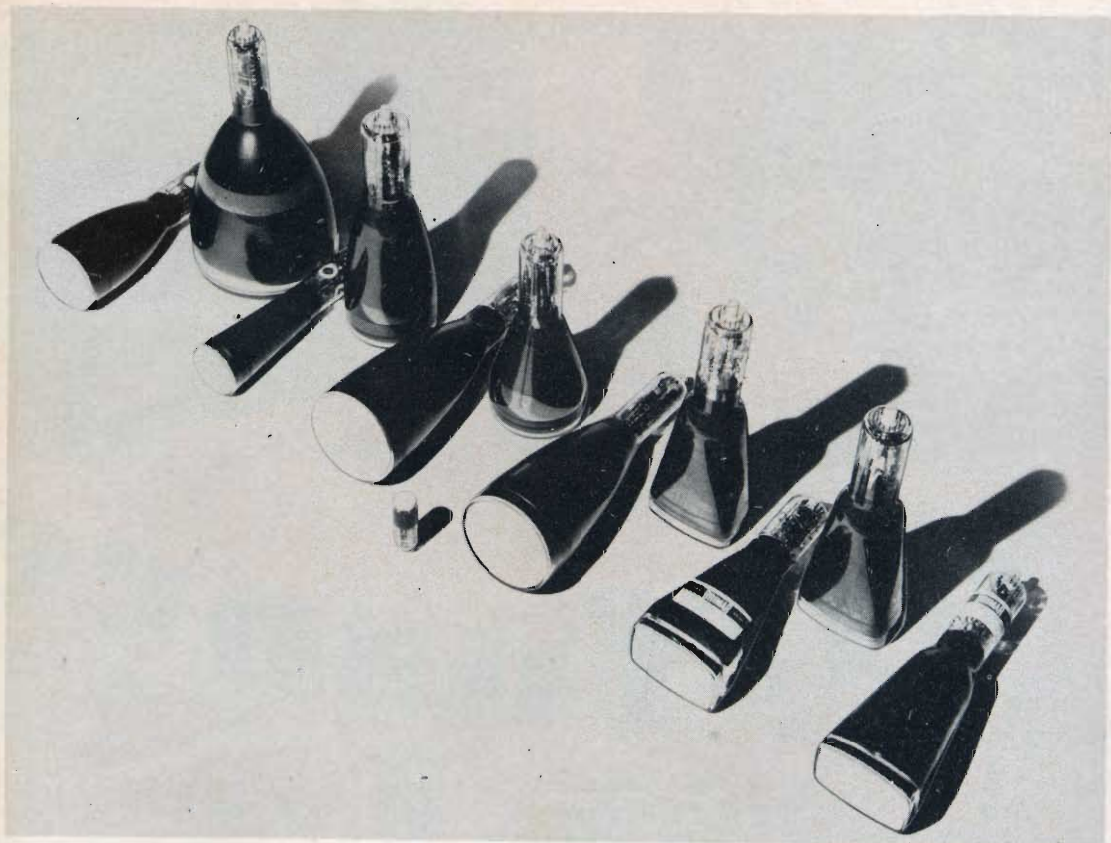
NA/1230-00 Banda I + UHF
NA/1240-00 Banda III + UHF

Demix elettronico 1 transistor sintonizzabile in UHF 6 dB + 10 dB

NA/1210-00 Banda III + UHF
NA/1200-00 Banda I + UHF

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTOR





BRIMAR

**offre una vasta gamma
di tubi catodici
per oscilloscopi,
con schermo circolare
o rettangolare,
tutti dotati di
post-accelerazione anodica
a spirale o a griglia.**



Chiedete il catalogo BRIMAR
dei tubi catodici industriali.

BRIMAR RADIO VALVES & TUBES LTD.
7 . SOHO SQUARE . LONDON . W1 . ENGLAND



micro filo diffusore

Questo filodiffusore G.B.C. con amplificatore incorporato si fa particolarmente apprezzare per qualità tecniche, estetica e praticità di funzionamento.

L'impiego di circuiti interamente transistorizzati, oltre a contenere le dimensioni dell'intero apparecchio entro limiti veramente ridotti, ha permesso di raggiungere risultati tecnici di rilievo.

DATI TECNICI:

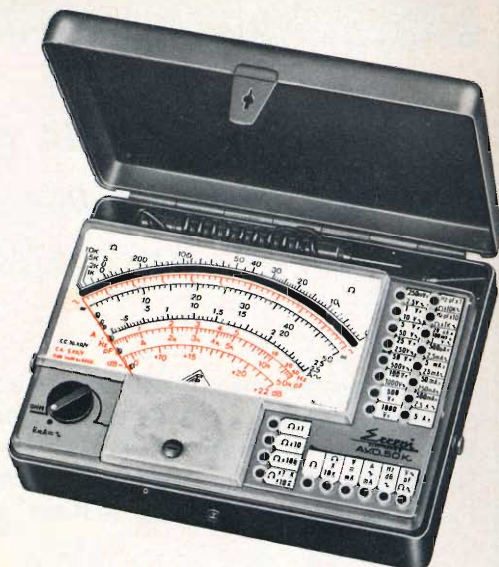
Risposta di frequenza: $150 \div 10000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ dB}$.
Potenza: 30 mW. Diafonia: $\geq 50 \text{ dB}$. Distorsione: $< 1\%$. Rapporto segnale/disturbo: $\geq 50 \text{ dB}$. Differenza tra canali: $< 3 \text{ dB}$. Imped. d'ingresso: 150 Ω bilanciati. Controllo volume. Altoparlante incorporato. Alimentaz.: 220 V. Mobile in legno pregiato. Dimensioni: 195x130x85. Prezzo di listino L. 28.500.

fd m 5-2



ANALIZZATORE ERREPI A.V.O. 50 K.

Sensibilità 50.000 ohm/volt



CARATTERISTICHE TECNICHE:

La Errepi dopo aver costruito (prima nel mondo) l'analizzatore tascabile mod. A.V.O. 40 K (40.000 ohm/volt) forte dell'esperienza acquisita è lieta, per soddisfare maggiormente le esigenze dei tecnici, di presentare ancora prima il suo nuovo ANALIZZATORE A.V.O. 50 K (50.000 ohm/volt) che per l'altissima sensibilità, mai raggiunta finora in un analizzatore tascabile, rappresenta una eccezionale novità nel campo degli strumenti elettrici di misura.

DESCRIZIONE:

- 1° Minimo ingombro mm 140 x 90 x 35 e peso grammi 350, un grande strumento dalle piccole dimensioni.
- 2° Quadrante di mm 140 x 90 interamente luminoso, protetto da pannello in cristallo antiurto con sfruttamento massimo dell'ampiezza visiva del quadrante.
- 3° Circuiti stampati portanti i vari componenti costruiti con materiali speciali ad altissimo isolamento.
- 4° Scatola di chiusura ed astuccio di protezione stampati in materiale antiurto ed infrangibile.
- 5° Assenza totale di commutatori rotanti e quindi eliminazione di falsi contatti dovuti all'usura ed a guasti meccanici.
- 6° Jack di contatto di concezione completamente nuova.
- 7° Resistenze di taratura speciali e di alta precisione.
- 8° Microamperometro da 20 microampere di alta classe, con equipaggio mobile montato su apposite sospensioni che lo preservano dagli urti e dalle vibrazioni.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Volt cc. (50.000 ohm/volt) 9 portate: 100 mV - 250 mV - 1 V - 5 V - 25 V - 50 V - 100 V - 500 V - 1000 V.
 Amp. cc. 6 portate: 20 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A.
 Volt ca. (5.000 ohm/volt) 7 portate: 1 V - 2,5 V - 10 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V.
 Amp. ca. 4 portate: 2,5 mA - 25 mA - 250 mA - 2,5 A.
 Ohm cc. 5 portate: con alimentazione a batteria da 1,5 e 15 Volt - 10.000-100.000 ohm - 1-10-100 Megaohm.
 Ohm ca. 2 portate: con alimentazione 220 V ca. - 10-100 Megaohm.
 Rivelatore di reattanza 1 portata: da 0 a 10 Megaohm.
 Misure di frequenza 3 portate: 50-500-5000 Hz.
 Misura di uscita 7 porte: 1 V - 2,5 V - 10 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V.
 Decibels 5 portate: da -10 a +62 dB.
 Capacimetro di ca. 2 portate: alimentazione Volt 220. 50.000-500.000 μ F.
 Capacimetro in cc. 2 portate: 20-200 μ F.
 Dimensioni: mm 140 x 90 x 35.
 Peso: grammi 350.
 In vendita completo di astuccio, puntali, pila, manuale d'istruzione.

5° SALONE INTERNAZIONALE COMPONENTI ELETTRONICI STAND N°. 64

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

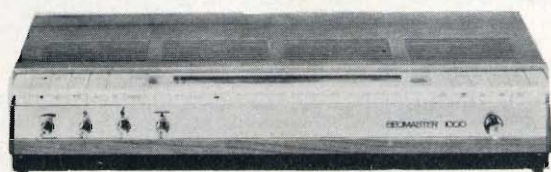


MILANO

Prezzo netto L. 11.800

*Elegante impianto stereo
ideale per la sistemazione
in scaffali o librerie*

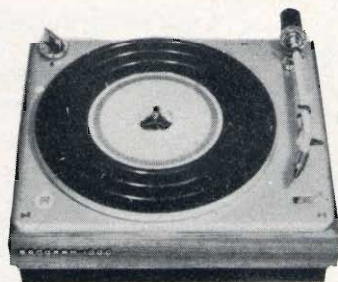
Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.



Beomaster 1000



Beovox 1500



Beogram 1000



GARANZIA



QUALITÀ



PREZZO



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



vi piacerebbe registrare come un professionista col vostro registratore ?

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico **Scotch DYNARANGE**

- **minimo rumore di fondo**
- **maggiore fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore: perché? Perché SCOTCH Dynarange possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici in commercio non possiedono.

Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni.

Maggiore fedeltà di registrazione: SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni qualsiasi gamma di suoni, anche i più acuti.

Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,75 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; infatti, registrando a bassa velocità, potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che mantiene sempre pulite le testine del vostro registratore e le preserva dall'usura; l'ossido « Superlife » prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali! Con SCOTCH Dynarange scoprirete nel vostro registratore capacità di registrazione che non sospettavate neppure!

3M MINNESOTA ITALIA