

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

12
LIRE
400

BUON
NATALE



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

N. 12 - DICEMBRE 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70



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 !!!

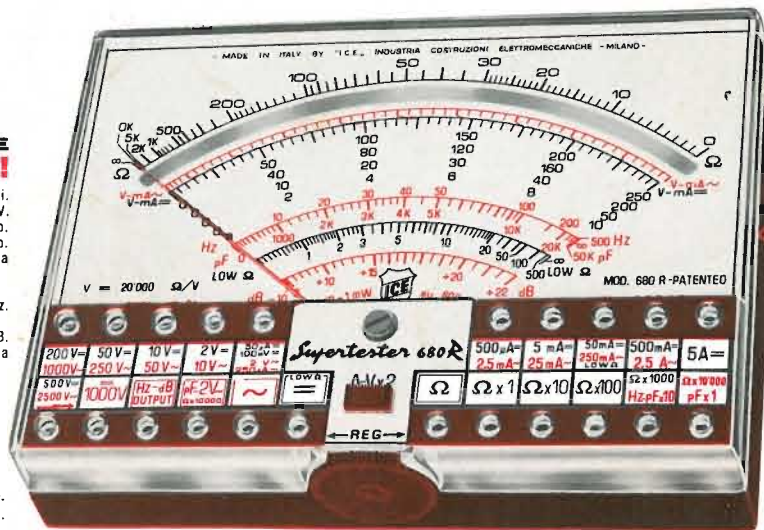
- VOLTS C.A.:** 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.:** 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.:** 12 portate: da 50 µA a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 250 µA a 5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA:** 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS:** 10 portate: da -24 a +70 dB.
- CAPACITA':** 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 µF e da 0 a 20.000 µF 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 resinella 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 misurazioni: I_{co} (I_{co}) - I_{leo} (I_{eo}) - I_{ces} - I_{cer} - V_{ce sat} - V_{be} hFE (β) per i TRANSISTORS e V_f - I_r 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. A TENAGLIA
MOD. 618
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.



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 680E 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 Volte C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 5 portate: 250 µA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω; 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per lettura da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITA':** 4 portate: da 0 e 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 a da 0 a 200 Microfarad.
- FREQUENZA:** 2 portate: 0 + 500 e 0 + 5000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 portate: da -10 dB a +62 dB.

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

I principali sono:

- Amperometro a Tenaglia modello «Amperclamp»** per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
- Prova transistori e prova diodi modello «Transtest»** 662 I.C.E.
- Shunts supplementari** per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
- Volt - ohmetro a Transistori** di altissima sensibilità.
- Sonda a puntale** per prova temperatura da -30 a +200 °C.
- Trasformatore mod. 618** per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
- Puntale mod. 10** 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 antiurto: 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 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. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMERAVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



INSUPERABILE!

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

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

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

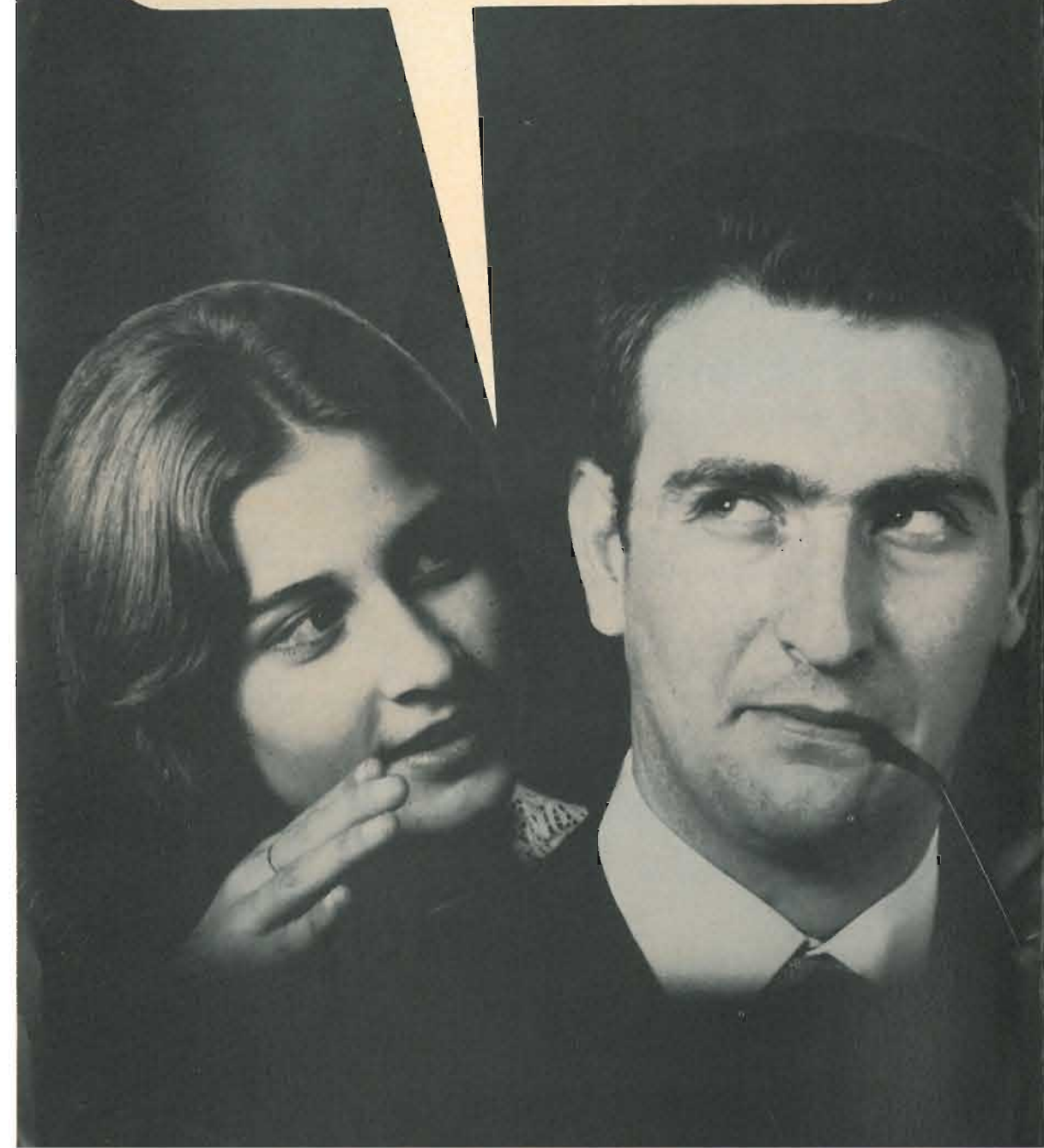
I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6



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

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

Ho fatto per te un abbonamento a
**“SELEZIONE DI TECNICA
 RADIO-TV”**
 perchè nel 1970 non la troverai
 più in edicola!

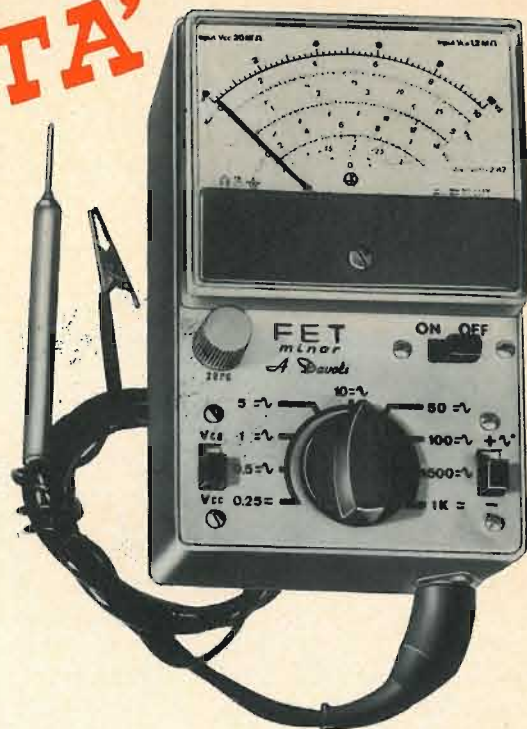


S O M M A R I O

In copertina		Telecamera monocromatica dell'Apollo 11
Lettere	1787	I lettori ci scrivono
Bassa frequenza	1795	Circuito di controllo per cuffia stereofonica
Strumenti e misure di laboratorio	1799	Misure speciali di bassa frequenza - I parte
	1805	Ohmmetro per la misura dei centesimi di ohm
Televisione a colori	1811	Problemi di convergenza e di astigmatismo nel nuovo cinescopio a colori a 110° - II parte
	1819	I vettori e la televisione a colori - I parte
	1823	La trasmissione delle immagini - IV parte
L'ABC dell'elettronica	1831	Temporizzatori
	1841	Oscillatori a rilascio - II parte
L'angolo del tecnico TV	1847	Guasti probabili nei televisori
Caratteristiche dei componenti	1851	Caratteristiche dei transistor ATES per applicazioni civili
	1857	Impiego dei diodi Tunnel per produrre impulsi - II parte
Novità tecnologiche	1869	Amplificazione oscillazione e effetto Gunn nell'arseniuro di gallio
Note di servizio	1880	Saldatura e brasatura dell'alluminio e sue leghe
	1889	La telecamera dell'Apollo 11
Realizzazioni sperimentali	1897	Ponte di capacità
	1901	Misuratore con lampadina al neon
Schemi	1906	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
Il riparatore	1915	Metodo di sostituzione dei raddrizzatori
Servizio Radio-TV	1921	Allineamento dei sintonizzatori FM
	1927	Appunti per radiocostruttori e i tecnici
Radiodiffusione e TV	1937	La ricezione a distanza delle stazioni televisive
Rubriche	1875	Magnetismo e vitalità
	1951	Rassegna delle riviste estere
	1958	Informazioni commerciali
	1968	La scrivania dello zio
	1970	Equivalenze semiconduttori

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

NOVITA'



FET minor
AUTONOMO - STABILE - PRECISO

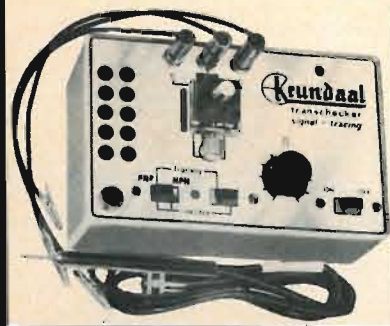
CARATTERISTICHE

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

TRANSCHECKER

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 disinseribile per altre misure.
mod. AF 102
prezzo 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

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**

Fig. BALESTRINI R. Milano

Misure di tensioni molto elevate

I voltmetri elettrostatici consentono di effettuare misure di tensioni fino a 500.000 V. Si possono misurare con detti strumenti sia le tensioni continue sia quelle alternate fino alla frequenza di 10 MHz.

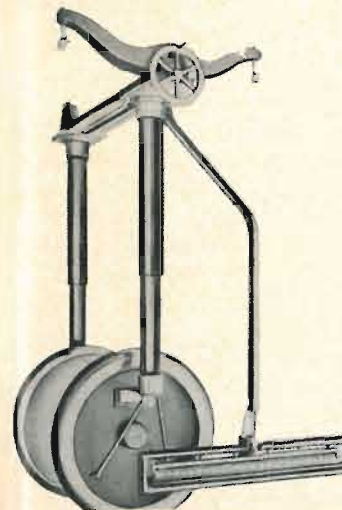


Fig. 1 - Voltmetro elettrostatico SCHROEDER per misure in c.c. e c.a. fino a 500 kV 10 MHz adatto anche per misure di radiologia elettroterapia.

Si tratta di strumenti senza ripartizione di tensione nei quali tutta la tensione da misurare viene applicata agli elettrodi, in genere aventi forma di dischi, in modo che essa agisce direttamente sul sistema mobile di misura che può essere costituito da una aletta girevole disposta in una finestrella a disco. In figura 1 riportiamo la fotografia di un voltmetro elettrostatico SCHROEDER tipo HoVo per misure fino a 250 kV, usato frequentemente per il controllo permanente dello isolamento delle linee ad altissima tensione, del carico simmetrico delle singole fasi di circuiti trifasi, per misure di radiologia, elettroterapia ecc. In questo strumento lo asse è costituito da un conduttore teso in modo da evitare qualsiasi attrito ed assicurare una esatta deviazione della macchia luminosa, proiettata nella scala delle misure, verso il basso e verso l'alto. Le dimensioni del sistema sono state scelte in modo da ottenere un momento torcente sufficientemente grande. Tuttavia esse sono così piccole che le variazioni di campo dipendenti dalla sua rotazione sono solo di natura locale.

Lo spostamento del sistema mobile viene letto a mezzo di uno specchio e di una scala graduata nella quale si può osservare lo spostamento della macchia luminosa in rapporto alla tensione applicata.

Esistono anche dei voltmetri elettrostatici per misure su alta frequenza fino a 100 MHz i quali possono essere installati anche su quadro.

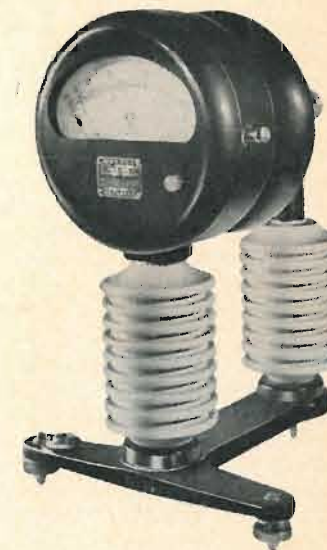


Fig. 2 - Voltmetro elettrostatico YEW-EL-3 per misure di tensione fino a 50 kW c.c. e c.a.

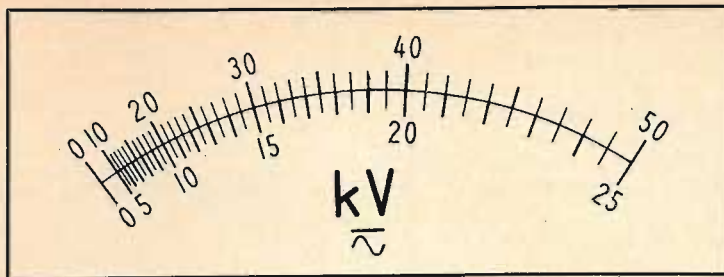


Fig. 3 - Scala a doppia indicazione del voltmetro elettrostatico EL-3.

In figura 2 riportiamo invece la foto di un voltmetro elettrostatico della YEM, il modello EL3, che può essere impiegato per misure di tensione fino a 50 kV corrente continua ed alternata fino a 1000 Hz. In figura 3 mostriamo la relativa scala di lettura.

Sig. MARCHETTI G.
Varese

Carte meteorologiche via satelliti artificiali

Effettivamente la ricezione delle fotografie della superficie terrestre trasmesse dai satelliti meteorologici tipo Nimbus, Essa, ed altri, è senz'altro possibile purché si disponga della necessaria attrezzatura. Dette fotografie del resto sono sistematicamente utilizzate dagli enti interessati allo studio dei fenomeni meteorologici. In figura 4 riportiamo la fotografia di un ricevitore di telefoto meteorologiche, il modello 111A della EMR, che pur avendo un prezzo alquanto basso offre la possibilità di ricevere direttamente le telefoto trasmesse dai suddetti satelliti nella banda da 135 a 138 MHz. Il segnale naturalmente dovrà essere captato da un antenna orientabile ed inviato al ricevitore tramite un cavo coassiale.

Il ricevitore separa dalla portante il segnale video; quest'ultimo è inviato ad un

tubo a raggi catodici e modula l'intensità del fascio elettronico in modo che sullo schermo appare come su un normale televisore, l'immagine fotografica.

La sincronizzazione della prima immagine ricevuta si effettua in modo molto semplice, premendo il tasto di sincronismo ed è fatta automaticamente per le fotografie successive.

Una doppia antenna orientabile, con comandi a distanza, per movimento azimutale e di elevazione, facilita sensibilmente il puntamento sul satellite.



Fig. 4 - Ricevitore modello 111A, della EMR per la ricezione delle telefoto meteorologiche trasmesse dai satelliti artificiali tipo Nimbus, Essa, ed altri.

Per fotografare l'immagine dello schermo del tubo a raggi catodici può essere impiegata una normale macchina fotografica.

Al ricevitore può essere collegato direttamente un registratore magnetico che consenta la registrazione del segnale video. Ciò permette di riprodurre l'immagine in un secondo tempo, e di migliorarla agendo sui controlli del contrasto e della intensità.

Sig. PIZZI N.
Lazzate

Innanzi tutto le facciamo presente che su SELEZIONE RADIO TV a suo tempo abbiamo pubblicato alcuni schemi di amplificatori atti a fornire una potenza di uscita dell'ordine di 50/60 W in secondo luogo noi siamo del parere che quando si costruisce un apparecchio non sia opportuno modificare il circuito proposto e che si debbano impiegare gli stessi componenti suggeriti nella descrizione. Eventuali variazioni potranno essere effettuate in un secondo tempo.

Ad esempio riesce veramente difficile comprendere il motivo per cui sia ricorso all'espedito di collegare in serie fra di loro due trasformatori, con secondario a bassa tensione, per ottenere la tensione negativa di 38 V, quando realizzando il circuito originale ogni difficoltà era superata. Era così semplice infatti procurarsi un trasformatore di alimentazione avente le caratteristiche richieste o, nel peggiore dei casi, farlo costruire secondo i dati chiaramente indicati!

Per eliminare l'inconveniente lamentato, circa la resa dell'amplificatore, dovrà seguire le seguenti norme:

- a) proceda ad un controllo generale del circuito dell'amplificatore, scartando lo schema di cablaggio, ed attenendosi esclusivamente allo schema elettrico.
- b) verifichi accuratamente la tensione negativa esistente sulle griglie controllo delle valvole finali. Essa, oltre a corrispondere ai valori prestabiliti, dovrà essere identica per ambedue le valvole.
- c) Tenuto poi conto che le valvole finali diventano alquanto rosse ciò significa evidentemente che l'anomalia è da ricercare in quella parte del circuito che interessa queste valvole.

Se si arroventa la placca, ciò è dovuto alla mancanza di carico nel circuito della bobina mobile dell'altoparlante. Perciò occorre controllare il secondario del trasformatore di uscita e la bobina mobile dell'altoparlante. Essi potrebbero essere interrotti od essere stati inseriti nel circuito in modo errato.

Se invece è incandescente la griglia schermo ciò significa che manca il carico di placca. In genere tale anomalia è dovuta alla interruzione del primario del trasformatore di uscita (o ad un suo collegamento errato) ad una connessione staccata od anche ad una saldatura fredda.

Se ad essere incandescente fosse la griglia controllo, ciò sarebbe da attribuire al corto circuito di uno dei due condensatori di accoppiamento (C17 o C 18 nel caso specifico), oppure ad un corto circuito fra i piedini (o i conduttori) di griglia e quelli di anodo o di griglia schermo.

Sig. MANFREDINI F.
Milano

Moltiplicatore di tensione

Effettivamente recentemente è stato realizzato in Italia, da parte della GIE (General Instrument Europe) un interessante circuito, al quale è stata data la sigla di TVM25, che permette di elevare la tensione EHT da 8,5 kV a 25 kV mediante l'impiego di raddrizzatori al silicio. Tale soluzione oltre a presentare un notevole vantaggio economico rende possibile l'eliminazione di tutti quegli inconvenienti che erano caratteristici dei circuiti convenzionali.

Fra i principali vantaggi di questo circuito, il cui schema è mostrato in figura 5, possiamo citare i seguenti:

- a) eliminazione della valvola raddrizzatrice EHT;
- b) eliminazione della valvola di regolazione;
- c) eliminazione della valvola di regolazione per il fuoco e relativi accessori;
- d) impiego di un trasformatore avente una schermatura alquanto limitata, di dimensioni ridotte e molto compatta;
- e) eliminazione della terza armonica;
- f) dissipazione di calore molto ridotta.

Naturalmente questo circuito è particolarmente adatto per i televisori a colori consentendo una riduzione dei loro costi ed una maggiore sicurezza di funzionamento.

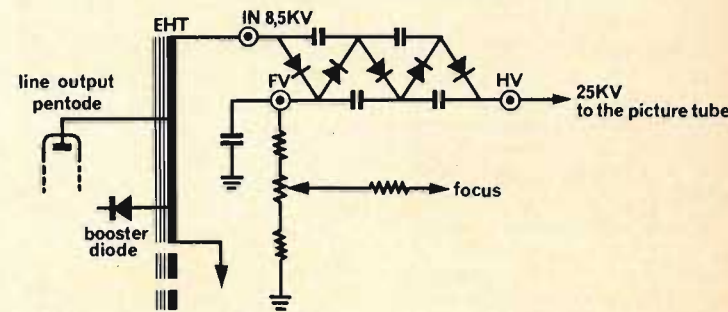


Fig. 5 - Moltiplicatore di tensione EHT da 8,5 kV a 25 kV TVM25 realizzato dalla G.I.E. di Napoli.

Sig. MACCHI G.
Varese

Disturbi alla ricezione TV

I disturbi provocati dalla vicinanza delle linee ad alta tensione, che si manifestano sotto forma di una fascia di puntini bianchi, che possono essere estesi anche a tutto il quadro e che sono noti con il nome di « pesciolini » (fig. 6), è dovuto all'effluvio della alta tensione. Si tratta di un



Fig. 6 - Caratteristica ricezione con « pesciolini » dovuta alla vicinanza di una linea AT all'antenna ricevente di un televisore.

fenomeno soggetto alle variazioni di intensità, da lei riscontrate, per il fatto che esso aumenta in presenza di tempo secco e diminuisce con il tempo piovoso o comunque umido.

Purtroppo non esiste alcun rimedio per attenuare l'inconveniente al di fuori di quello che a Lei riesce difficile realizzare e cioè di allontanare l'antenna ricevente dalla linea che è la causa del disturbo.

Se il trasmettitore TV si trova dalla parte opposta rispetto alla linea ad alta tensione provi ad usare un'antenna del tipo corner con la parte schermante collegata ad una buona terra, oppure adotti l'altra soluzione spostando l'antenna di una trentina di metri collocandola nell'edificio contiguo al suo visto che gli utenti di questo caseggiato non risentono degli effetti della suddetta linea AT. Il modesto contributo sotto forma di compenso annuale sarà senz'altro compensato dai vantaggi che potrà ottenere. Naturalmente il collegamento fra l'antenna ed il televisore dovrà essere eseguito usando del cavetto coassiale a minima perdita.

Sig. CARLETTI N.

Roma

Amplificatore da 100 W per grande locale

Per ottenere la potenza di uscita da 100 W dal suo amplificatore da 50 W, riteniamo consigliabile che, piuttosto di aggiungere un altro stadio, sia più conveniente rifare il circuito realizzando quello indicato in figura 7, nel quale, in pratica, può usare tutto il materiale in suo possesso, oltre a quello relativo lo stadio della ECC40.

Si tratta di un amplificatore che è stato progettato per sale cinematografiche di

grandi dimensioni, con bassa distorsione nel quale le due valvole finali EL34 fungono in classe AB₂ e sono precedute da tre stadi d'amplificazione, costituiti dalle due valvole EF40 da una sezione triodica della ECC40, mentre l'altra sezione di questa valvola è utilizzata per effettuare l'inversione di fase.

Il primo pentodo EF40 funge da amplificatore microfonico ed è consigliabile, per evitare fenomeni di microfonicità, che esso sia racchiuso all'interno di un schermo metallico.

A costruzione avvenuta è opportuno controllare le tensioni di questo stadio che dovranno essere le seguenti: $V_p = 67$; $V_{rs} = 110$ V, $V_k = 3$ V.

Nel secondo stadio preamplificatore viene applicata la reazione negativa che si ottiene tramite il condensatore C₄, il resistore R, e che è regolabile agendo sul potenziometro P₃. Con il potenziometro al minimo la reazione è minore per le frequenze alte e quindi si ha una amplificazione massima mentre il contrario avviene portando lo stesso potenziometro al massimo.

Il segnale d'uscita del terzo stadio, per effetto della robusta reazione negativa ottenuta mediante i resistori R₁₃ e R₂₇, risulta particolarmente equilibrato. Il condensatore C₁₁ ha lo scopo di evitare che la reazione possa provocare delle oscillazioni eliminando le frequenze al di fuori della zona udibile.

Allo stadio finale, che come abbiamo detto funziona in classe AB₂, si devono riscontrare le seguenti tensioni:

Placche: 850 V senza modulazione; 780 V per uscita max. A tali tensioni dovranno corrispondere le correnti di 2 x 20 mA e di 2 x 95 mA.

Griglie schermo: 420 V in assenza di modulazione e 360 V per max uscita.

Correnti, rispettivamente 2 x 2,8 mA e 2 x 19 mA.

Griglia controllo: — 45 V in assenza di modulazione. Questa tensione è regolabile mediante il potenziometro P₄. In genere occorre procedere ad una regolazione ogni qualvolta si effettua un cambio delle valvole finali.

Lo stadio alimentatore, a raddoppiamento di tensione, funge con due valvole AX50 aventi ciascuna un proprio secondario per l'accensione. Detta tensione, che viene applicata alle placche delle due valvole finali, deve essere di 855 V. La valvola AZ41 ha il compito di fornire la tensione di griglia alle valvole finali.

Il trasformatore di alimentazione dovrà avere il primario di tipo universale, oppure essere adatto per la tensione di 220 V. Secondari: S₅ = 2 x 3,15 V; S₆ = 415 V 0,5 A; S₇ = S₈ = 4 V 3,75 A; S₉ = 50 V 20 mA; S₁₀ = 4 V 0,75 A.

L'impedenza L₁ è composta da 550 spire di filo da 4/10 di rame smaltato. Il suo nucleo è costituito da un pacco di lamierini da 0,5 mm e la sezione del nucleo è di 7,9 cm².

L'impedenza L₂ è del tipo da 8 H, 280 Ω 100 mA.

Il trasformatore di uscita dovrà essere adatto per il carico placca-placca di 10.000 Ω.

Il valore degli altri componenti è il seguente:

R₁ = 1 MΩ; R₂ = 2200 Ω; R₃ = 0,82 MΩ; R₄ = 0,22 MΩ; R₅ = 0,56 MΩ; R₆ = 0,56 MΩ; R₇ = 20 MΩ 1 W; R₈ = 2200 Ω; R₉ = 0,82 MΩ; R₁₀ = 0,22 MΩ; R₁₁ = 0,5 MΩ; R₁₂ = 1800 Ω; R₁₃ = 180 Ω; R₁₄ = 2200 Ω; R₁₅ = 1 MΩ; R₁₆ = 1 MΩ;

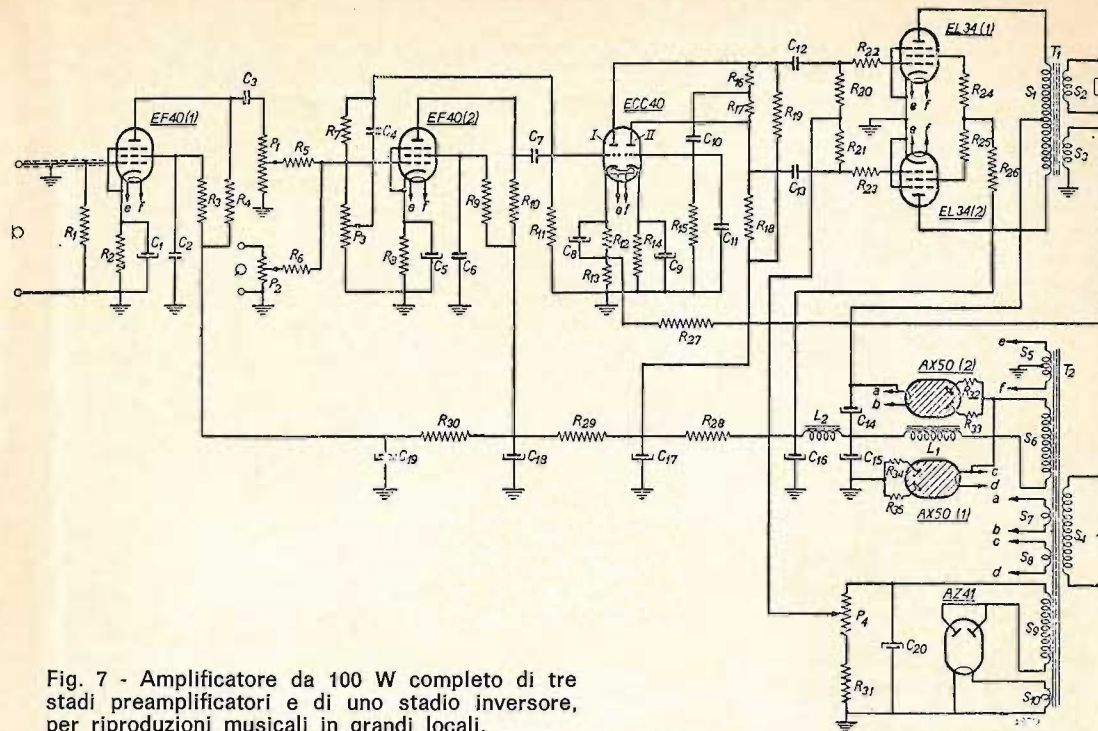


Fig. 7 - Amplificatore da 100 W completo di tre stadi preamplificatori e di uno stadio inversore, per riproduzioni musicali in grandi locali.

R₁₇ = 1 MΩ; R₁₈ = 0,15 MΩ; R₁₉ = 0,15 MΩ; R₂₀ = 0,47 MΩ; R₂₁ = 0,47 MΩ; R₂₂ = 1000 Ω; R₂₃ = 1000 Ω; R₂₄ = 100 Ω; R₂₅ = 100 Ω; R₂₆ = 700 Ω 3 W; R₂₇ = 330 Ω; R₂₈ = 3900 Ω 1 W; R₂₉ = 15000 Ω 1 W; R₃₀ = 22000 Ω 1; R₃₁ = R₃₂ = 100 Ω 4 W; R₃₃ = 100 Ω 4 W; R₃₄ = 100 Ω 4 W; R₃₅ = 100 Ω 4 W.

P₁ = 0,5 MΩ; P₂ = 0,5 MΩ; P₃ = 7 MΩ; P₄ = 50.000 Ω.

Tutti i resistori, salvo indicazione contrario sono del tipo da 1/2 W.

C₁ = 50 μF; C₂ = 0,22 μF; C₃ = 22.000 pF; C₄ = 33 pF; C₅ = 50 μF; C₆ = 0,1 μF; C₇ = 22.000 pF; C₈ = 50 μF; C₉ = 50 μF; C₁₀ = 22.000 pF; C₁₁ = 56 pF; C₁₂ = 47.000 pF; C₁₃ = 47.000 pF; C₁₄ = 50 μF; C₁₅ = 50 μF; C₁₆ = 50 μF; C₁₇ = 32 μF; C₁₈ = 16 μF; C₁₉ = 16 μF; C₂₀ = 12,5 μF.

I condensatori dovranno sopportare le tensioni di lavoro previste.

Sig. CANCELLIERI P.

Genova

Radiomicrofono spia

Schemi di microtrasmettitori FM, completi della relativa descrizione, ne abbiamo pubblicato molti. In figura 8, ad esempio, è visibile lo schema di principio del mi-

crotrasmettitore UK 105, che è fornito dalla G.B.C sotto forma di scatola di montaggio, contenente tutti i componenti, mobiletto compreso, escluso il microfono. Quest'ultimo è consigliabile sia del tipo a cristallo come il modello G.B.C. QQ/O228-00. Naturalmente il trasmettitore può essere collegato ad altra fonte di segnali come ad esempio un giradischi. Sic-

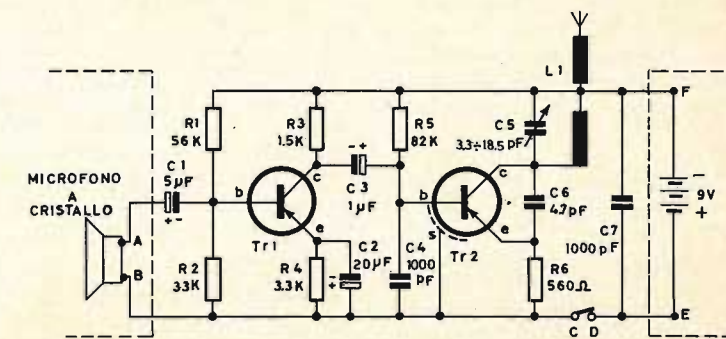


Fig. 8 - Schema di principio del circuito elettrico del microtrasmettitore (microfono spia) G.B.C. PK 105.

come nella sua richiesta precisa che se fosse in commercio, ad un prezzo inferiore alle 25.000, preferirebbe acquistare un microtrasmettore di ottime prestazioni già montato, le consigliamo l'acquisto della microtrasmettente modello SUPER QO 185-04 sempre della G.B.C. che capta tutti i suoni, rumori, conversazioni nel raggio di 10 m ed oltre trasmettendoli ad una distanza di 500/1000 metri, a seconda degli ostacoli che si interpongono fra la trasmittente ed il ricevitore. Quest'ultimo in pratica è costituito da una qualsiasi radio a modulazione di frequenza. La gamma di emissione può essere regolata, tramite apposito comando, da 102 a 107 MHz.

Come impianto di antenna può essere utilizzata la stessa rete elettrica. In tal caso il trasmettitore, tramite due spinotti viene adattato direttamente ad una presa elettrica e, in considerazione della sua forma risulta mimetizzato come una comune presa di corrente.

In altri casi può essere fatto uso, come antenna, di un filo con spinotto (che viene dato in dotazione), e ciò consente di utilizzare la trasmittente in qualsiasi posto, anche celata in un cassetto o in una tasca.

L'apparecchio è alimentato da una pila a 9 V con autonomia di 25/30 ore, e il suo uso è consentito rientrando nelle disposizioni previste dalla Legge n. 196 del 14-3-1952.

Sig. BARDI G.

Genova

Accoppiatore di antenna

Un schema di un buon accoppiatore, che si può impiegare con qualsiasi tipo di antenna, e che consente fra lo

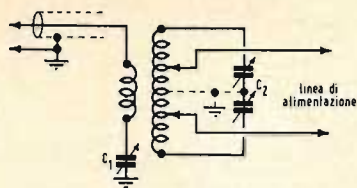


Fig. 9 - Schema per l'attenuazione delle armoniche di un TX per radioamatori.

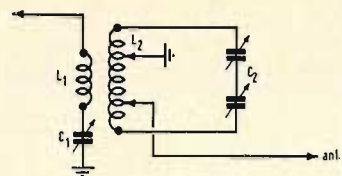


Fig. 10 - Altra variante allo schema di figura 9.

altro di eliminare, o per lo meno di ridurre, le armoniche nei trasmettitori per radioamatori è riportato in figura 9.

Esso consiste in un circuito sintonizzato in parallelo ed accoppiato mediante una linea coassiale al trasmettitore la cui potenza non dovrà essere superiore ai 150 W.

La linea di alimentazione sarà collegata alla bobina L_2 , che è di tipo intercambiabile, a seconda della gamma adoperata in emissione.

Tale tipo di accoppiatore, oltre a consentire l'attenuazione delle frequenze armoniche prodotte dal circuito finale del trasmettitore, se, mediante un apposito commutatore, verrà disposto in modo da includerlo anche in ricezione, consentirà di aumentare la selettività del ricevitore.

Il materiale impiegato per la costruzione è il seguente:

$C_1 = 325$ pF, condensatore variabile; $C_2 = 140$ pF per sezione, condensatore variabile doppio.

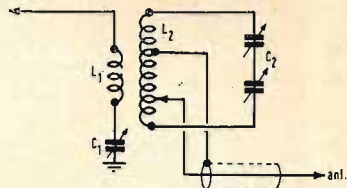


Fig. 10 - Variante allo schema dell'accoppiatore di figura 9.

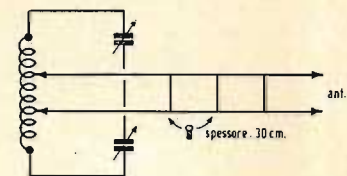


Fig. 12 - Indicazione della modalità da seguire per la messa a punto dell'accoppiatore di figura 9.

L_1 , per la banda dei 3,5 MHz = 10 spire; per la banda dei 7 MHz = 6 spire; per la banda dei 14 MHz 3 spire per quelle dei 21 e 28 MHz = 2 spire. L'avvolgimento della suddetta bobina sarà realizzato con del filo del n. 16 su un diametro di 5 centimetri, ed in modo che dieci spire occupino la lunghezza di 2,5 centimetri.

$L_2 =$ per la banda dei 3,5 MHz, 44 spire del n. 16 avvolte su un diametro di 6,3 centimetri, 10 spire ogni 2,5 centimetri. Banda 7 MHz = 18 spire; banda 14 MHz = 10 spire; bande 21 e 28 MHz = 6 spire.

Per le bande da 7 a 28 MHz si userà per l'avvolgimento del filo n. 12 avvolto su un diametro di 6,3 centimetri, ed in modo che 6 spire occupino la lunghezza di 3 centimetri.

In figura 9 è visibile una linea tratteggiata che fa capo al centro del condensatore doppio C_2 e che può essere collegata a terra. Ciò ha lo scopo di facilitare le opera-

zioni di messa a punto dato che l'inclusione e l'esclusione della terra può determinare un aumento od una diminuzione delle armoniche, la qualcosa dovrà essere ricercata sperimentalmente.

La messa a punto del circuito sarà eseguita mediante un indicatore di adattamento di impedenza, il cui impiego facilita le operazioni, oppure usando il circuito illustrato in figura 12 nel quale una lampadina da 6,3 V, 150 mA, è collegata a due spezzoni di cavo aventi la lunghezza di 30 cm.

Qualora la lampadina brili troppo forte è opportuno ridurre alquanto la distanza fra le due connessioni.

Sig. ROBERTO STELLA

Asiago

Abbiamo ricevuto da Lei una lettera senza data e senza indirizzo. Non ci azzardiamo a risponderLe per posta, in quanto la sola indicazione di Asiago ci sembra insufficiente. Abbia la cortesia di farci conoscere il Suo indirizzo completo con via e numero, e noi Le manderemo la fotocopia di un circuito del tipo che La interessa.

Sig. MARCELLINI R.

Milano

Antenna ad elica per EHF

Nel n. 7 di quest'anno su SELEZIONE RADIO TV, in questa stessa rubrica, (pagina 932 e seguenti), abbiamo trattato ampiamente l'argomento relativo alle antenne ad elica per VHF e UHF, indicando le formule da applicare per il calcolo dei vari elementi ed i particolari costruttivi.

Dette formule naturalmente sono valide anche per calco-

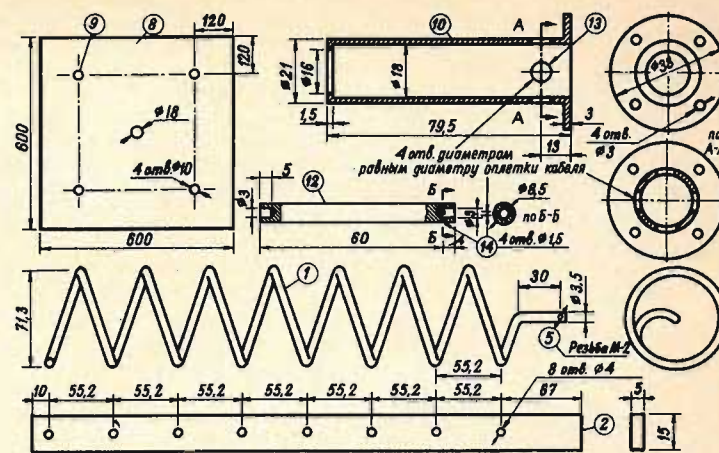


Fig. 13 - Disegno costruttivo di una spirale, e del relativo supporto di fissaggio e del riflettore, di un'antenna ad elica per i 1295 MHz.

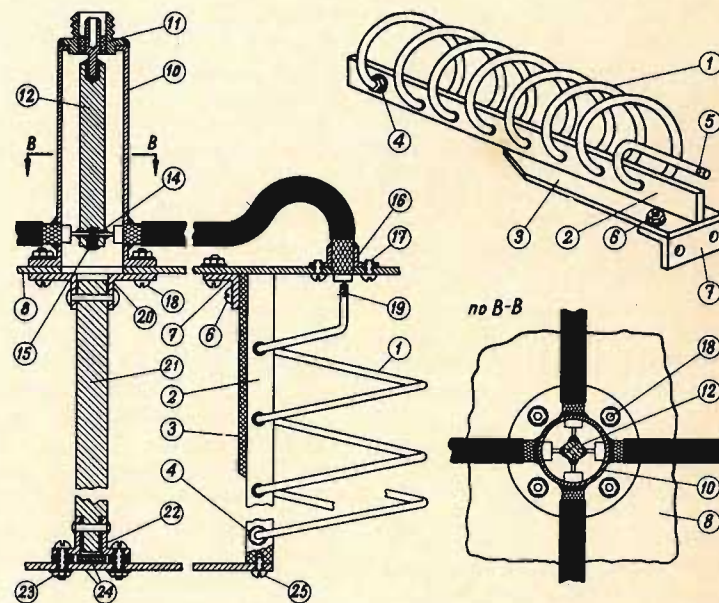


Fig. 14 - Altro particolare costruttivo della spirale di cui alla fig. 13 e delle connessioni del cavo coassiale a 75.

lare un'antenna del tipo suddetto per la banda 1295 MHz. Tuttavia, allo scopo di facilitare il suo compito, nelle figure dal 13 al 16, riportiamo tutti i dati, utili per la costruzione di un'antenna per suddetta frequenza, che sono stati pubblicati recentemente sulla rivista sovietica RADIO,

e che è stata costruita dai noti radioamatori UIBAAD e UIBABW.

Ciascuna spirale è costituita da 7 spire di conduttore di rame stagnato avente il diametro di 3,5 mm e la lunghezza complessiva di 71,3 mm come si può vedere dal disegno costruttivo di figura

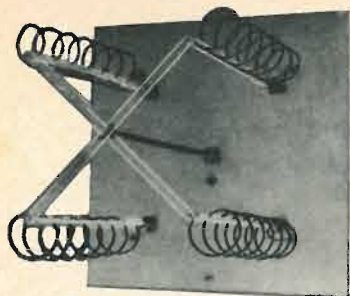


Fig. 15 - Vista anteriore dell'antenna a elica per i 1295 MHz.

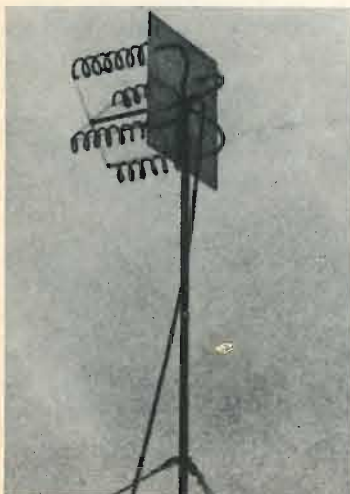


Fig. 16 - Antenna ad elica costruita dai radioamatori UI8AAD e UI8ABW.

13. La piastrina isolante (a minima perdita) che serve per il fissaggio della spirale dovrà avere la larghezza di 5 mm.

Il riflettore sarà realizzato con una lastra di duralluminio avente lo spessore di 2 mm.

Tutti gli altri dati sono chiaramente indicati nelle figure.

Fig. POLI D.

Cremona

Riparazioni TV

In relazione al suo quesito Le precisiamo che non essendo in possesso dello

schema relativo al televisore al quale si riferisce, non siamo in grado di darle una risposta definitiva.

Trattandosi di un televisore a valvole, di vecchia concezione, non è consigliabile sostituire il gruppo UHF con il gruppo G.B.C. 780 a transistor poiché detta modifica comporterebbe delle operazioni alquanto impegnative che richiedono una certa esperienza.

Per quanto concerne il secondo gruppo con valvole PC88 e PC86 anche in questo caso la sostituzione presenta delle difficoltà; ammesso infatti che la media frequenza di uscita dei due gruppi sia identica, occorre tenere presente che il tubo 9TP4, del gruppo da sostituire, è un triodo pentodo, mentre il tubo PC86 è un semplice triodo. E' ovvio pertanto che i circuiti impiegati nei due gruppi sono sostanzialmente diversi fra loro.

Se deve necessariamente effettuare questa sostituzione non sarebbe molto più semplice procurarsi un gruppo originale? E poi è ben sicuro che detta sostituzione sia indispensabile? Il fatto che debba sostituire le due valvole ogni paio di mesi potrebbe essere indice di una alimentazione errata o comunque di una anomalia che è indispensabile individuare prima di eseguire la suddetta sostituzione.

Nella riparazione di un televisore non è possibile procedere in modo empirico: occorre rendersi conto, con cognizione di causa, degli interventi che bisogna effettuare al fine di raggiungere dei risultati concreti. E questi risultati si ottengono soltanto eliminando le origini delle anomalie, altrimenti si corre il rischio di spendere inutilmente dei quattrini.

SELEZIONE RADIO - TV *di tecnica*

EDITORE:

J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,

Ufficio Pubblicità:

V.le Matteotti, 66

20092 - Cinisello Balsamo - Milano

Tel. n. 9281801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 12 - Dicembre 1969

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. 400

numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950

per l'Estero L. 6.000

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 francobelli.

Descriviamo in questo articolo un semplice circuito adatto all'ascolto in cuffia della musica stereofonica che però ha la possibilità di regolare il volume, i toni bassi e il bilanciamento.

**BASSA
FREQUENZA**

CIRCUITO DI CONTROLLO PER CUFFIE STEREOFONICHE

Come ormai tutti sanno le cuffie stereofoniche sono molto utili per un ascolto efficace del suono stereofonico infatti grazie ad esse non si è distratti dai rumori che ci circondano. Il solo fastidio è quello di accoppiare queste cuffie all'uscita dell'amplificatore. Questo circuito di controllo per cuffie stereofoniche prende in esame anche il problema dell'accoppiamento ed inoltre prevede un controllo di volume, dei bassi, degli acuti e un controllo di bilanciamento. Naturalmente non è necessario ogni volta che si desidera ascoltare della musica stereofonica con le cuffie, togliere il collegamento con gli altoparlanti e viceversa. Il circuito di controllo può essere usato con qualsiasi tipo di testina e di amplificatore stereo.

Controlli

Per i vari controlli si è impiegato un commutatore a tre posizioni e quindi si può scegliere fra queste combinazioni:

- solamente altoparlanti;
- solamente cuffie;
- altoparlanti e cuffie contemporaneamente.

Quest'ultima combinazione può sembrare un po' strana, ma è molto utile quando uno degli ascoltatori è duro di orecchio. Egli può mettere le cuffie e riprodurre la musica al livello sonoro più adatto, mentre gli altri ascoltatori possono ascoltare la musica attraverso gli altoparlanti al volume che meglio preferiscono.

Il commutatore dovrebbe essere scelto fra i tipi che incorporano il dispositivo per ridurre i disturbi di commutazione.

Su questo circuito naturalmente esiste un controllo di volume per le cuffie accoppiate in modo che entrambi i canali vengono controllati simultaneamente. Un controllo di bilanciamento compensa i livelli fra le due sezioni del controllo di volume e per le differenze individuali nella sensibilità di ascolto fra le orecchie dell'ascoltatore.

Il controllo di separazione serve talvolta per la correzione dell'eccessiva separazione stereo che si riscontra nell'ascolto con cuffie. Nella posizione estrema di senso antiorario, la resistenza del controllo di separazione viene commutata

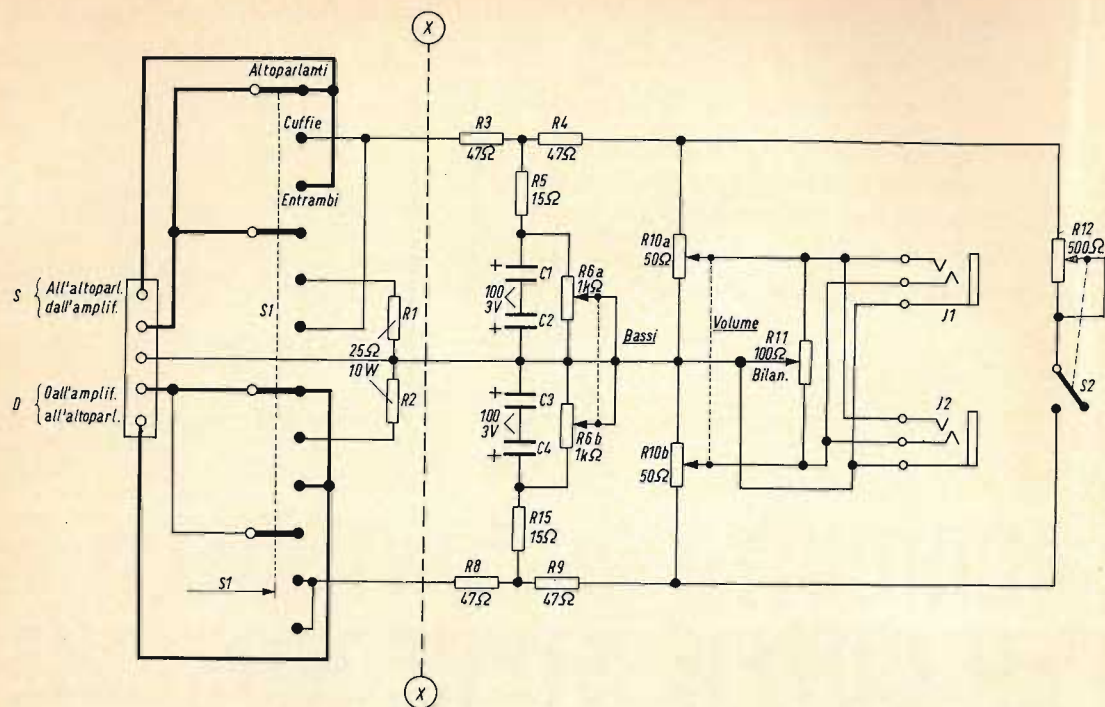


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di controllo che rende possibile la commutazione sia in altoparlante sia in cuffia o entrambi. L'amplificatore è caricato o dagli altoparlanti o dalle resistenze R₁ e R₂.

Componenti

- R₁ = 25 Ω — 10 W a filo
- R₂ = 25 Ω — 10 W a filo
- R₃ = 47 Ω — 1/2 W
- R₄ = 47 Ω — 1/2 W
- R₅ = 15 Ω — 1/2 W
- R₆ = 1000 Ω potenziometro doppio logaritmico
- R₇ = 15 Ω — 1/2 W
- R₈ = 47 Ω — 1/2 W
- R₉ = 47 Ω — 1/2 W
- R₁₀ = 50 Ω potenziometro doppio a filo
- R₁₁ = 100 Ω potenziometro a filo

R₁₂ = 500 Ω potenziometro con interruttore S₂

Condensatori

- C₁ = 100 µF — 3 V elettrolitico
- C₂ = 100 µF — 3 V elettrolitico
- C₃ = 100 µF — 3 V elettrolitico
- C₄ = 100 µF — 3 V elettrolitico

Vari

- J₁ e J₂ = Jack a tre contatti
- S₁ = commutatore 4 poli — 3 posizioni

fuori dal circuito permettendo così la piena separazione. All'altra estremità, i due

canali sono collegati insieme producendo così un suono stereofonico.

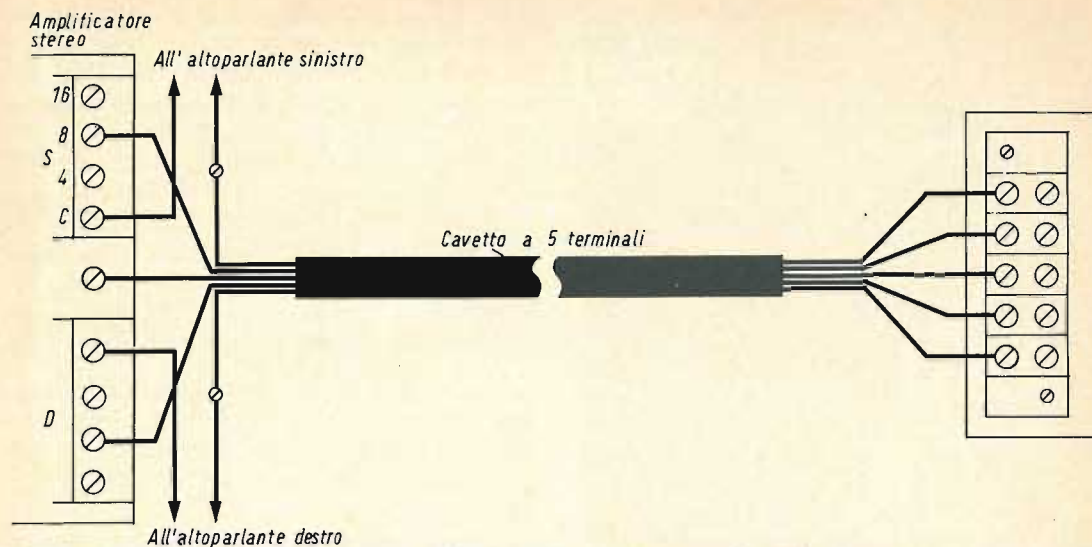


Fig. 2 - Per evitare perdite di potenza indesiderabili nei collegamenti degli altoparlanti, si deve evitare di usare un cavo di lunghezza maggiore di 70-80 cm.

Il controllo dei bassi provvede fino a circa 6 dB di aumento a 40 Hz (riferito a 1 kHz) alla compensazione delle cuffie la cui tenuta d'aria contro le pareti della testa non è buona.

Collegamenti

Lasciando da parte tutti questi circuiti secondari che non a tutti possono interessare, sembrerebbe piuttosto facile collegare le cuffie all'amplificatore. Il sistema più semplice dovrebbe essere quello di collegare le cuffie attraverso i terminali dell'altoparlante con un commutatore in serie per escludere o inserire gli altoparlanti. Questo sistema si può attuare ma presenta una serie di svantaggi molto seri.

Per prima cosa, le cuffie richiedono solamente fra i 10 e i 100 mW per un livello di volume relativamente alto. Questo si può considerare circa un millesimo della potenza di uscita degli amplificatori normalmente in commercio.

Non solo non è necessaria l'intera potenza dell'amplificatore per le cuffie, ma può anche danneggiarle in qualche secondo bruciando la bobina o rompendo i diaframmi. Ci deve essere qualche sistema per ridurre la potenza portata alle cuffie in quanto l'alta sensibilità delle cuffie da luogo a una buona percentuale

di rumore durante la musica. L'amplificatore normale produce dei soffi e dei ronzii, di solito impercettibili a pochi centimetri dal sistema di altoparlanti, al contrario diventano invece molto evidenti nelle cuffie ad alta sensibilità anche per la loro maggiore vicinanza alle orecchie.

Un sistema normale per risolvere entrambi i problemi in modo molto semplice e soddisfacente è quello di mettere una resistenza in serie con entrambi i fili « caldi » delle cuffie. Il valore più comunemente usato è di circa 300 Ω. Queste resistenze riducono la potenza sulle cuffie e allo stesso tempo eliminano ronzii e rumori indesiderati. Esse inoltre riducono il fattore di smorzamento quasi a zero. Ma questo significa avere un piccolo effetto udibile sulle cuffie, le quali hanno dei coni o diaframmi molto piccoli e leggeri con una inerzia molto limitata. Esse sono di solito smorzate molto bene da assorbenti interni e da accoppiamenti chiusi alla camera dell'orecchio.

Ma un carico di circa 300 Ω è quasi un circuito aperto per quanto riguarda l'uscita dell'amplificatore. È necessario quindi prevedere un carico fittizio per l'amplificatore quando sono esclusi gli altoparlanti. Il valore di questo carico fittizio non è critico; non è necessario o anche desiderabile accoppiare il carico fittizio all'uscita dell'amplificatore.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALE



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE

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

Se l'accoppiamento è male effettuato, (per esempio, una uscita di 8Ω viene caricata con una resistenza da 25Ω) ne consegue che una potenza molto minore viene dispersa nel carico fittizio sotto forma di calore, mentre l'amplificatore di solito non svilupperà che circa la stessa potenza sia su un carico di 25Ω , sia su un carico di 8Ω . Questo circuito commuta su un paio di resistenze da $25 \Omega - 10 \text{ W}$ (una per ogni canale) solo nella posizione « cuffie » del selettore.

Potrebbe essere conveniente fare una digressione per spiegare questa faccenda della protezione degli amplificatori con un carico fittizio. In generale, il carico fittizio è molto più importante con amplificatori a valvole, a causa del fatto che l'induttanza elevata di un trasformatore d'uscita non caricato può sviluppare tensioni di picco durante i segnali forti o alta instabilità sufficienti per la rottura dell'isolamento del trasformatore o a causa di archi nelle valvole o nei supporti delle valvole.

Quasi qualsiasi valore della resistenza di carico minore di 5 o 10 volte l'impedenza di uscita nominale dell'amplificatore caricherà abbastanza il trasformatore per prevenire questo tipo di inconveniente.

Negli amplificatori a transistor, cortocircuiti attraverso l'uscita, causano spesso degli inconvenienti. Comunque si può non provocare danni, caricando l'uscita di ogni amplificatore a transistor nello stesso modo. Anche un carico fittizio può salvare i transistor finali se succede che l'amplificatore presenti delle instabilità in assenza di carico. Solo raramente un amplificatore progettato male o non esattamente oscillerà in assenza di carico e danneggerà i suoi transistori finali.

A questo punto ricordiamo che la costruzione del circuito non richiede particolari accorgimenti, ma si consiglia di tenere i fili di collegamento interni più corti possibile per non influenzare i valori delle impedenze e i livelli del segnale relativamente alti.

(Da « Radio-Electronics »)

MISURE SPECIALE DI BASSA FREQUENZA

I parte

STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO

Riportiamo in questo articolo e in un altro che seguirà alcuni metodi di misura speciali nel campo della bassa frequenza. Ci occuperemo di misure sui pick-up, del rilevamento delle curve dei registratori, delle misure sui microfoni e sugli altoparlanti, delle misure di confronto di microfoni e della direttività dei microfoni.

Come prima misura ci occuperemo delle misure su un fonorivelatore o pick-up.

Quando si tratta di pick-up riproduttori, vale a dire per la riproduzione di dischi, la difficoltà della misura risiede nel sistema di eccitazione meccanica della puntina del pick-up, in quanto non si può usare un disco qualunque registrato con musica o con parole.

Si possono usare due sistemi:

- 1) vibrazione meccanica diretta della puntina
- 2) impiego di dischi di frequenze speciali.

L'oggetto della misura è quello di stabilire la curva di risposta del pick-up che indica la tensione elettrica fornita in funzione dello spostamento con una ampiezza costante della puntina e con diverse frequenze.

Il sistema di eccitazione meccanica diretta è basato sull'impiego di un vibratore

elettromeccanico che agisce sulla puntina come si può vedere nel montaggio di fig. 1.

Il pick-up è collegato elettricamente a un amplificatore perfettamente lineare la cui uscita è collegata a un indicatore di tensione fedele a tutte le basse frequenze, per esempio fra 20 e 15.000 Hz.

La puntina del pick-up appoggia su un falso solco di disco orientato come la freccia F e scavato sulla barretta T che si può disporre secondo la direzione indicata dalle frecce V. Questa barretta converte i segnali sinusoidali elettrici in vibrazioni sinusoidali meccaniche. L'ampiezza di queste vibrazioni è regolabile sulla sorgente S che eccita il trasduttore elettromeccanico. Anche la frequenza è regolabile sulla sorgente S.

Quest'ultimo è un generatore di bassa frequenza di potenza appropriata a quella necessaria al trasduttore.

Il trasduttore è evidentemente molto curato, il suo principio di funzionamento

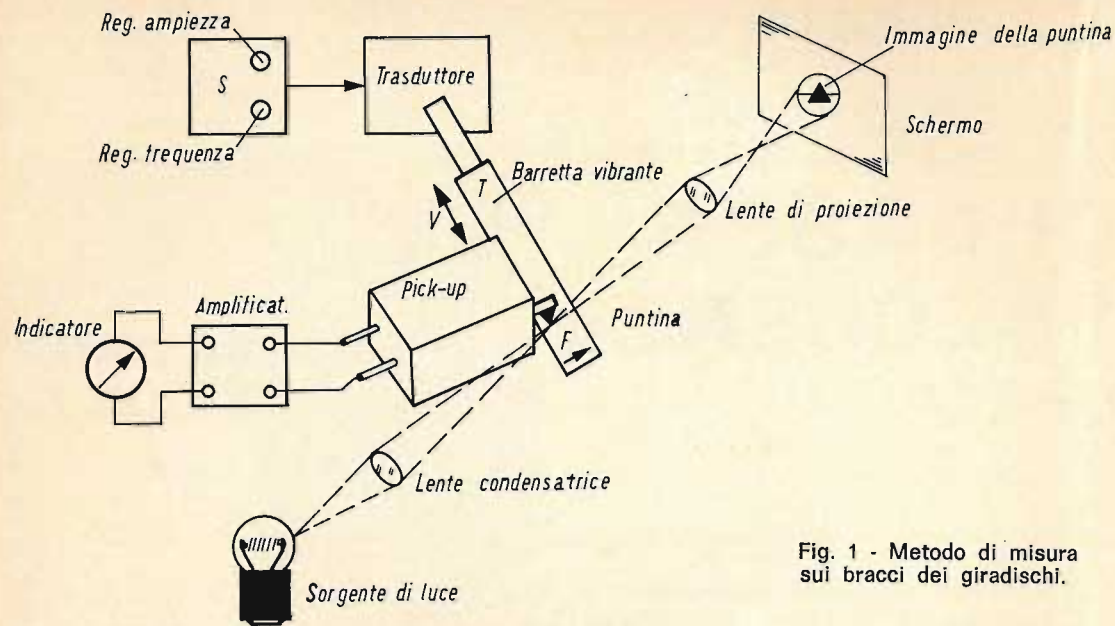


Fig. 1 - Metodo di misura sui bracci dei giradischi.

è lo stesso di quello dei trasduttori elettromeccanici come, per esempio: pick-up microfonici, pick-up per altoparlanti magnetici, dinamici ecc.

Per quanto riguarda la misura, si deve operare in modo che l'ampiezza della vibrazione sia mantenuta costante. Siccome questa ampiezza è molto piccola dell'ordine di 0,005 cm, è difficile apprezzarla direttamente.

È consigliabile amplificare otticamente la deviazione della puntina vibrante, con l'aiuto del sistema ottico composto dalle seguenti parti: una sorgente di luce costituita da una lampada di proiezione davanti alla quale è disposta una lente condensatrice che proietta la luce sulla puntina, la quale viene illuminata molto intensamente.

L'immagine della puntina in movimento vibratorio viene allora proiettata su uno schermo dove appare molto ingrandita grazie a un sistema ottico a lenti.

È anche possibile rilevare l'ampiezza della vibrazione meccanica. Una volta preparato il circuito di misura, si procede alle seguenti operazioni:

1) Si regoli la sorgente S su 1000 Hz e si regoli l'ampiezza del segnale for-

nito al trasduttore perché lo spostamento della puntina abbia una certa ampiezza L fissata in anticipo. Come indicato prima, L è dell'ordine di $5/1000 \text{ mm} = 5 \mu\text{m}$.

- 2) Si regoli l'amplificatore, che deve essere perfettamente lineare, in modo che dia all'uscita una tensione E_{1000} facilmente leggibile sull'indicatore di uscita (oscilloscopio). In pratica, si regolerà il guadagno in modo che E_{1000} sia rappresentato da un numero intero di divisioni per esempio da 5 a 10.
- 3) Non si tocchino le regolazioni dell'amplificatore.
- 4) Si regoli il generatore S su una frequenza di 20 Hz e si regoli l'ampiezza del segnale di S in modo che l'ampiezza della vibrazione sia sempre L.
- 5) Si legga sull'indicatore la tensione E_{20} ottenuta.
- 6) Si eseguano di nuovo le operazioni 3°, 4° e 5° con delle altre frequenze per ottenere delle tensioni corrispondenti: E_{50} , E_{100} , E_{200} ... E_{5000} , E_{7000} , $E_{10.000}$ ecc.
- 7) Si tracci la curva di risposta con la frequenza in ascissa e la tensione E_f in ordinata.

Misura con disco speciale

La stessa misura si può realizzare nel caso si possieda un disco di frequenze registrate con ampiezza costante.

L'apparecchiatura di fig. 1 viene sostituita dal giradischi, il disco, il pick-up e l'amplificatore lineare con il suo indicatore in cui sarà sufficiente leggere la tensione indicata per ciascuna frequenza della registrazione.

Facciamo notare che se si tratta di un disco a 33 giri al minuto, nel caso f sia una frequenza registrata, per esempio 50 Hz, se si fa girare questo disco a 45 giri al minuto, la frequenza f' del segnale è allora data dalla relazione:

$$f' / f = 45 / 33$$

dalla quale si ricava che $f' = 45 f / 33 = 1,37 f$, dunque se $f = 50 \text{ Hz}$, $f' = 68,5 \text{ Hz}$.

Allo stesso modo se la velocità di rotazione è di 78 giri al minuto si avrà $f'' = 78 f / 33 = 2,35 f$; questo darà con 50 Hz, $f'' = 107,5 \text{ Hz}$. Con questo metodo di funzionamento, l'ampiezza della vibrazione laterale del disco resta costante. Se il disco è registrato ad ampiezza variabile con la frequenza, è ancora possibile effettuare la misura se si conosce la curva esatta di risposta del disco.

Si consideri un disco registrato secondo la curva D di fig. 2. Con l'aiuto del pick-up considerato e dell'amplificatore lineare si ottiene la curva D + PU. Dunque è facile per la sottrazione di decibel, determinare i punti della sola curva PU.

Prendiamo in considerazione il punto P_{100} . La sua ordinata è la differenza delle ordinate P''_{100} e P'_{100} che sono -15 dB e 12 dB , ciò che dà -3 dB . Per il punto P_{5000} per esempio si ha $P''_{5000} = 12 \text{ dB}$ e $P'_{5000} = -15 \text{ dB}$ dunque $P_{5000} = 12 - 15 = -3 \text{ dB}$ come ordinata.

La curva PU può essere determinata in questo modo. Notiamo che se si possiede un PU determinato, di cui non si conosce la curva di risposta esatta e un disco di frequenza registrato con ampiezza variabile in conformità alle norme attuali adottate dai dischi, si può costruire facilmente la curva D + PU. Prendendo la

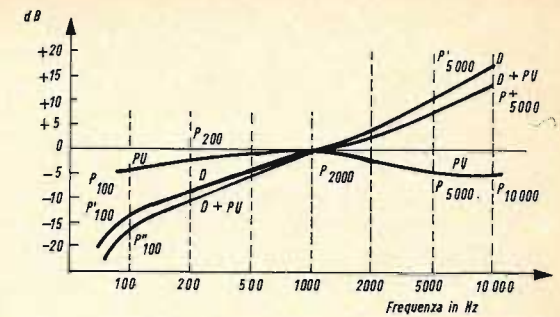


Fig. 2 - Curve di registrazione dei dischi.

curva inversa ottenuta con le ordinate di segno opposto (per esempio -15 dB al posto di $+15 \text{ dB}$, ecc.), questa curva sarà esattamente quella che dovrà avere il preamplificatore correttore da utilizzare con il pick-up che si possiede.

Curve del registratore

Nel caso di un registratore-riproduttore, la risposta acustica in riproduzione dipende dagli elementi seguenti: curva del nastro, curva della testina registrazione-riproduzione, curve di correzione degli amplificatori di registrazione e riproduzione. Tutte le curve sono stabilite, in un circuito ad alta fedeltà, in modo che la curva dei segnali di uscita del preamplificatore di riproduzione sia lineare.

Una misura interessante e alla portata di tutti è di verificare la linearità globale del sistema registrazione più riproduzione.

Si tratta di registrare dei segnali a livello costante e a frequenza variabile e di riprodurli sullo stesso apparecchio e quindi di verificare se i segnali ottenuti sono anch'essi a livello costante; questo si otterrà se l'apparecchio è stato studiato in modo corretto.

La fig. 3 dà il principio generale del montaggio di misura che infatti comprende due circuiti: quello di registrazione e quello di riproduzione.

Nel circuito A, il generatore G collegato all'ingresso « registrazione » del registratore fornisce una tensione il cui valore è indicato da un voltmetro elettro-

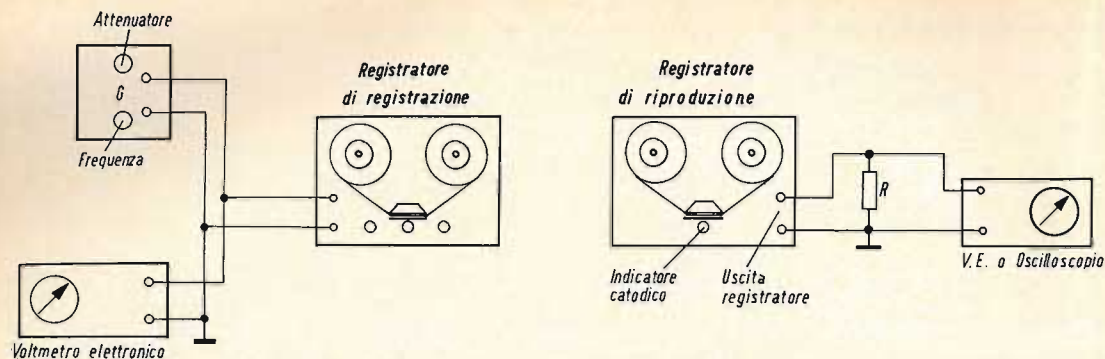


Fig. 3 - Principio generale di montaggio di misura di due circuiti, quello di registrazione e quello di riproduzione.

La tensione deve essere misurata all'inizio a 1000 Hz e regolata, con l'attenuatore del generatore, in modo che l'indicatore catodico o l'indicatore a galvanometro del registratore, non devii al di là del limite permesso.

Sia C_0 la tensione d'ingresso il cui valore è stato fissato in questo modo. Si effettuerà la registrazione a diverse frequenze, in numero sufficiente per poter costruire una curva, per esempio a 20, 50, 100, 200, 500, 800, 1000, 2000, 4000, 6000, 8000, 10.000, 12.000 e 15.000 Hz.

Ogni registrazione avrà una durata sufficiente, per esempio, un minuto. Per ogni registrazione, si farà attenzione a che la tensione sia mantenuta a e_1 V.

Al termine di questa operazione, con il montaggio A, si girerà il nastro e si effettuerà la riproduzione con l'aiuto del montaggio B di fig. 3.

Questo montaggio comprende il registratore in posizione di riproduzione la cui uscita di bassa frequenza, per esempio, quella da collegare all'altoparlante o quello del preamplificatore di riproduzione, è collegata a un indicatore di tensione, voltmetro elettronico o di preferenza, l'ingresso verticale di un oscilloscopio.

Se ci si serve dell'uscita altoparlante, si deve togliere il collegamento di quest'ultima e sostituirla con una resistenza R dello stesso valore (2 - 2,5 - 4 - 5 - 8 o 16 Ω).

Si farà funzionare il registratore e si noteranno le tensioni lette sull'indicatore di uscita. Queste tensioni e_{20} , e_{50} , e_{100} ...

$e_{15.000}$ corrispondenti alle frequenze dei segnali registrati dovranno essere pressappoco uguali, almeno nella gamma della linearità data dal costruttore del registratore.

Si abbia per esempio e_{1000} (tensione di uscita a $f = 1000$ Hz) uguale a 2 V. Se il costruttore dà come caratteristica di linearità 50 - 10.000 Hz a ± 2 dB, questo significa che in questa gamma, nessuna tensione deve essere diversa dal livello di riferimento: zero decibel a 1.000 Hz, di più o meno 2 dB. Ricordiamo che 2 dB corrispondono a una variazione di tensione del 25% circa, cioè 0,5 V per una tensione di 2 V. La caduta della tensione di uscita sarà più elevata al contrario della gamma indicata. Queste misure potranno essere effettuate sulle diverse velocità del registratore.

L'impiego dell'oscilloscopio permetterà di verificare la distorsione prodotta dal registratore. Se la distorsione è elevata, si ricominceranno le operazioni con una tensione e_1 più bassa che si ripeterà, spostando la posizione dell'indicatore del registratore che potrà in questo caso essere diversa da quella prevista.

Per verificare la distorsione, si farà funzionare la base dei tempi dell'oscilloscopio allo scopo di far apparire la forma più o meno sinusoidale del segnale.

Si potrà così verificare, con i circuiti di misura di fig. 3, l'uguaglianza o la non uguaglianza dei risultati ottenuti con la bobina riavvolta (2ª pista). Se i risultati sono diversi, la testina non è ben posizionata.

Misure sui microfoni e sugli altoparlanti

Diciamo subito che non indicheremo delle misure assolute, vale a dire quelle che si rapportano alle caratteristiche di risposta di questi trasduttori perchè queste misure richiedono delle apparecchiature e delle prove speciali che non sono alla portata di tutti.

Al contrario, le misure di confronto fra due microfoni o due altoparlanti sono alla portata di tutti coloro che possiedono i più comuni apparecchi di misura.

Confronto di due microfoni

Consideriamo il caso di due microfoni M_1 e M_2 aventi caratteristiche nominalmente uguali o due microfoni differenti, per esempio, uno dinamico e l'altro piezoelettrico. Nell'installazione di misura di fig. 4, M rappresenta il microfono in prova.

Il confronto consiste nel rilevare la curva di risposta di M_1 , poi, senza bisogno di cambiare, si sostituisce M_1 con M_2 e si rileva la sua curva di risposta che sarà confrontata con quella ottenuta con M_1 .

L'installazione comprende:

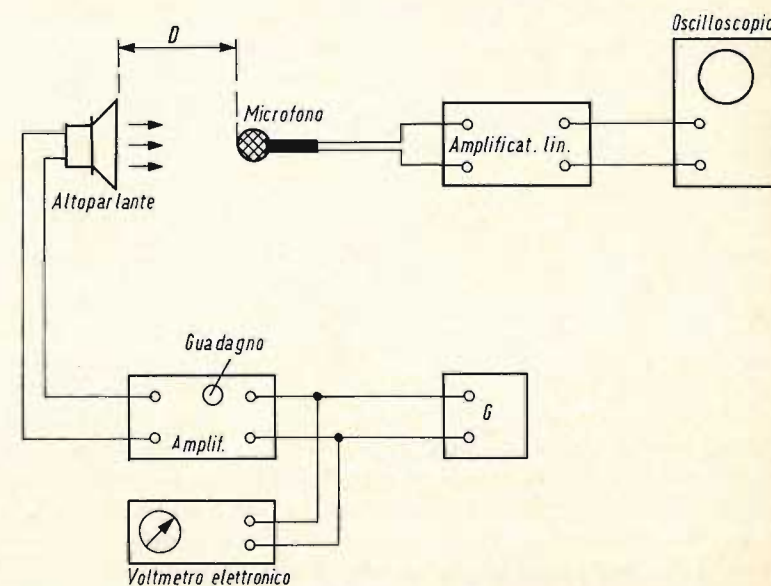


Fig. 4 - Metodo di misura per il confronto di due microfoni.

Un generatore G associato a un voltmetro elettronico VE incorporato o esterno. La tensione di uscita e_1 sarà mantenuta costante alle diverse frequenze dei segnali; un amplificatore che permette di ottenere una potenza sufficiente, ma moderata, per azionare un altoparlante del tipo ad alta fedeltà, dunque a riproduzione più lineare possibile, ma il principio di misura non implica per nulla la linearità dell'altoparlante.

Questo altoparlante è posto davanti al microfono a una distanza dell'ordine di qualche decimetro come quella esistente normalmente fra la persona che parla e il microfono. I suoni a frequenza unica captati da M sono trasformati in tensioni, applicate a un amplificatore di buona linearità (questo non interviene più nel principio di misura) la cui uscita è collegata a un indicatore. La prima operazione effettuata a 1000 Hz sarà una operazione di messa a punto che permette di determinare la distanza D e la potenza da applicare all'altoparlante perchè la curva che appaia sullo schermo dell'oscilloscopio non sia più deformata. Essendo la distanza D fissa, si regolerà la potenza con la regolazione del guadagno dell'amplificatore. Si annoterà, per $f = 1000$ Hz, l'ampiezza del segnale dello schermo dell'oscilloscopio, chiamata con A .

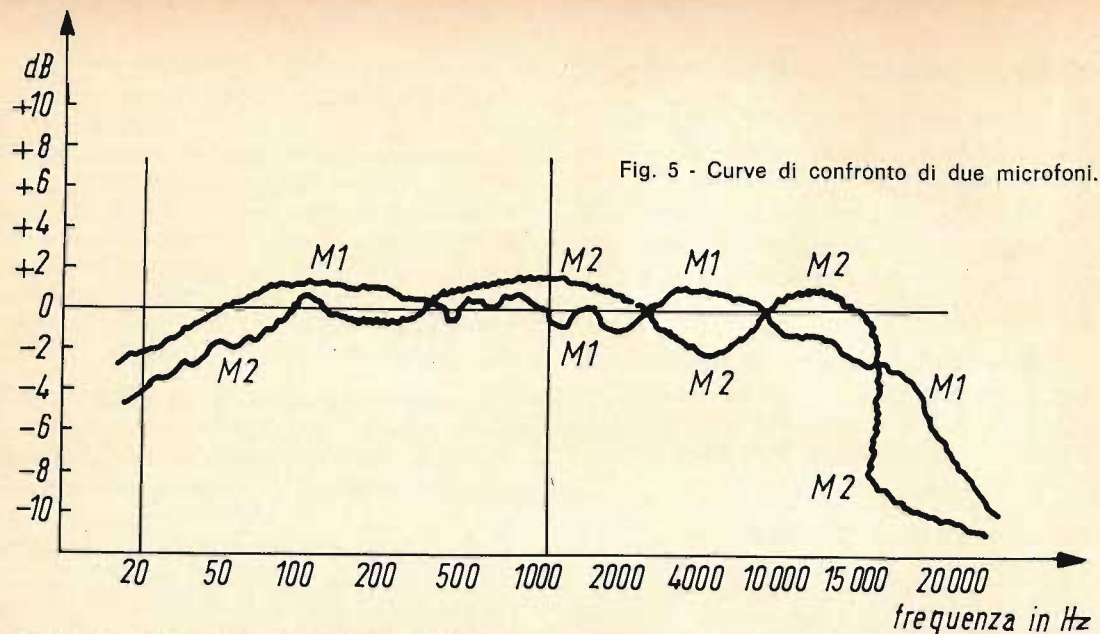


Fig. 5 - Curve di confronto di due microfoni.

Le operazioni seguenti saranno indicate come in precedenza ma effettuate con le altre frequenze della gamma BF. Finalmente si otterrà per esempio una curva come M_1 di fig. 5.

Questa sarà una curva particolarmente irregolare se si effettua la misura con un grande numero di frequenze. Sostituendo il microfono M_1 con il microfono M_2 si otterrà la curva M_2 .

Queste sono delle curve globali che indicano la risposta degli insiemi della catena dunque molto diversa da quelle di ciascuno degli elementi della catena.

Il confronto delle curve M_1 e M_2 permetterà tuttavia di vedere qual'è il microfono migliore. Così, se le curve otte-

nute sono quelle di fig. 5, è certo che il microfono M_1 è migliore alle frequenze basse e alle frequenze elevate del microfono M_2 .

La differenza di livello in decibel, è pressapoco esatta, sia a 20 Hz, M_1 dà nelle stesse condizioni un guadagno di 2,5 dB circa superiore a quello di M_2 ma a 1000 Hz il guadagno di M_2 è superiore di 2 dB circa a quello di M_1 .

Direttività di un microfono

La stessa installazione di misura (fig. 4) permette di misurare la direttività di un microfono M.

L'operazione si effettua generalmente alla frequenza di 1000 Hz ma si potrebbe fare anche ad un'altra frequenza.

La prima operazione è realizzata con il microfono disposto esattamente di fronte all'altoparlante, dunque in posizione di zero gradi di orientamento. Si ottiene una lettura A_0 , si orienta in seguito il microfono nelle diverse posizioni a 10° , 20° , 30° ... 90° ... fino a 360° vale a dire fino al ritorno nella sua posizione iniziale, ciò che permetterà di ottenere i valori A_{10} , A_{20} ... A_{270} e $A_{360} = A_0$.

La curva, in coordinate polari può avere allora la forma di fig. 6. Queste curve sono analoghe a quelle di direttività delle antenne.

(Da « Le Haut-Parleur » 1201)

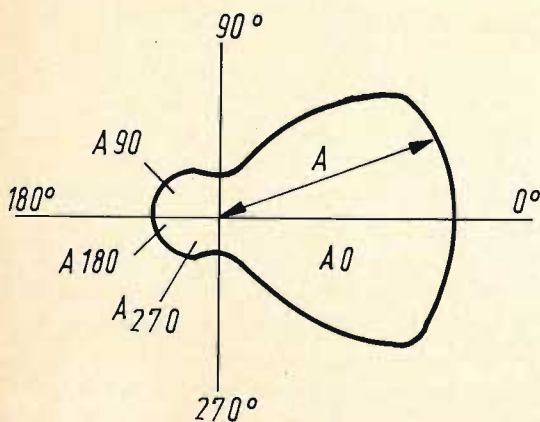


Fig. 6 - Curva di direttività di un microfono.

Descriviamo in questo articolo un semplice circuito che potrebbe risultare molto utile a molti nostri lettori che devono misurare valori ohmici molto bassi per qualche lavoro particolare.

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

ohmmetro per la misura dei centesimi di ohm

La maggior parte dei tester che si trovano in commercio sono adatti alla misura di resistenze normali aventi un valore di qualche ohm con una precisione ragionevole.

Ma questo tipo di strumento non ha che una utilità limitata quando il tecnico si trova davanti a dei valori di resistenza molto più bassi, come per esempio, quelli che si trovano nei contatti di interruttori, negli avvolgimenti dei trasformatori, nelle bobine dei circuiti accordati di radio e di televisori. In tutti questi casi, è necessario avere uno strumento in grado di misurare le resistenze basse.

La costruzione di un simile strumento non è particolarmente difficile. Per comprendere bene di che si tratta, questo articolo inizia a spiegare nella prima parte, la differenza fra l'ohmmetro normale o un altro in grado di misurare delle basse resistenze. Nella seconda parte, l'articolo contiene la descrizione di un circuito pratico accompagnato da informazioni necessarie per la sua realizzazione pratica.

Con l'aiuto di questo circuito, sarà anche possibile apprezzare la resistenza dei punti di saldatura perchè si ottiene una indicazione utile che riguarda la loro efficienza pratica. E' noto infatti che le saldature « fredde » danno luogo fra i terminali a un flusso e che questo difetto può dare luogo a degli effetti oscillatori misteriosi in certe parti dei circuiti BF e RF.

Uno dei servizi che può rendere l'apparecchio, consiste nel localizzare l'origine di questo tipo di anomalia.

Ohmmetro serie

La maggior parte degli ohmmetri servono per la misura di valori di resistenze medie ed alte, impieganti un circuito del tipo di quello che è riportato in fig. 1.

L'indicazione di resistenza nulla si trova di solito sull'estremità destra della scala, la calibrazione si effettua mettendo in corto circuito i terminali di contatto in modo da ottenere la deviazione all'inizio della scala.

Questa deviazione è causata dalla corrente che attraversa il galvanometro. Quando la resistenza inserita fra i punti di contatto aumenta, la corrente che attraversa lo strumento diminuisce: di conseguenza l'indice non arriva più fino in fondo, ma segna una deviazione verso la sinistra del quadrante. Supponendo costante la tensione della pila P₁ e dopo aver fatto la taratura, la corrente dipende solamente dalla resistenza incognita

$$I = 1/R \cdot V$$

Tenendo conto di questo principio elementare, è una cosa semplice inserire in serie con lo strumento una resistenza variabile (potenziometro) per controllare la corrente che circola nello strumento.

Naturalmente, si è supposto che la tensione V della pila fosse costante; ma in pratica non lo è poiché la pila si scarica lentamente durante l'impiego. Per ottenere la stessa corrente che fa deviare l'indice a fondo scala, ma senza poter agire su V, si deve diminuire la resistenza totale con l'aiuto di un potenziometro. Per un certo valore di resistenza di VR₁ e cortocircuitando X₁ e X₂, la tensione ai capi dello strumento obbligherà l'indice ad indicare una deflessione fino al fondo scala. Questa non è altro che l'operazione di taratura.

Avendo stabilito lo zero di riferimento che da la deviazione a fondo scala, il qua-

drante dello strumento può quindi essere calibrato sulla gamma delle resistenze più adatte sia alla tensione delle batterie sia alla resistenza della bobina del galvanometro. La corrente che circola nello strumento varia inversamente al valore della resistenza che sarà collegata fra i punti di contatto. Se il circuito è interrotto in un punto di modo che una resistenza incognita possa essere collegata (vale a dire fra i punti di contatto X₁ e X₂), la corrente che circola nello strumento sarà:

$$I = \frac{V}{R_1 + R_x + R_M}$$

dove: V è la tensione della pila,

R₁ è il valore prefissato di taratura a zero,

R_x è la resistenza incognita da misurare,

R_M è la resistenza della bobina dello strumento.

Ohmmetro parallelo

Per le misure di resistenze basse, una resistenza di valore basso deve essere posta in parallelo ai capi dello strumento di misura (fig. 2). Questo circuito è un ohmmetro nel quale, per ottenere la deviazione dell'indice, la corrente che attraversa lo strumento deve essere ridotta shuntandola in modo doppio, sia con una

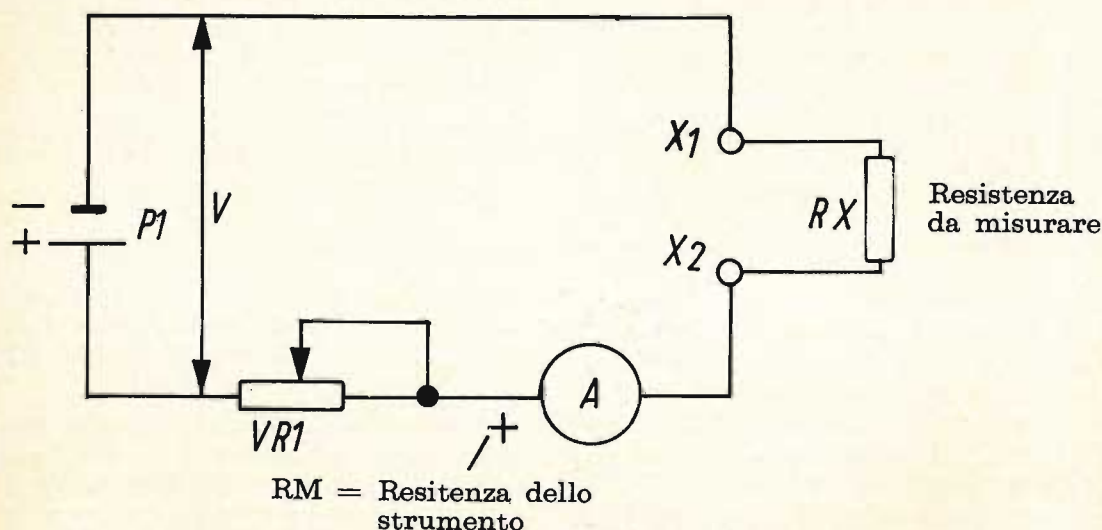


Fig. 1 - Rappresentazione dell'ohmmetro serie per la misura delle resistenze di valore medio ed elevato.

NUOVO ANALIZZATORE MOD.

20kΩ/V

CARATTERISTICHE

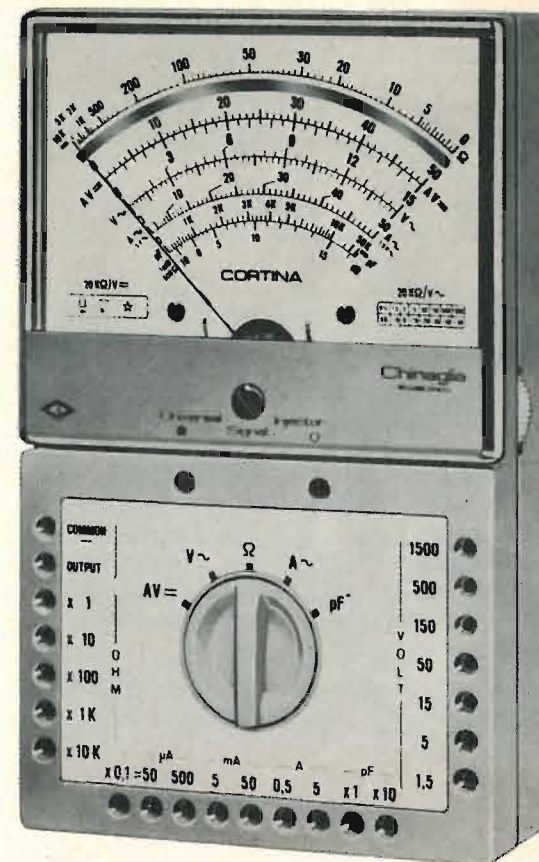
- 57 portate effettive
- Strumento a bobina mobile e magnete permanente CL. 1 con dispositivo di **PROTEZIONE** contro sovraccarichi per errate inserzioni
- Bassa caduta di tensione sulle portate amperometriche 50μA - 100 mV/5 A - 500 mV
- Boccole di contatto di nuovo tipo con **SPINE A MOLLA**
- Ohmmetro completamente alimentato da pile interne: lettura diretta da **0,05 Ω** a 100 MΩ
- Cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato
- Nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione
- Componenti elettrici professionali: **ROSENTHAL - SIEMENS - PHILIPS**
- **INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE** transistorizzato per radio e televisione. Frequenze fondamentali 1 kHz e 500 kHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo sul mod. Cortina USI)
- Scatola in **ABS** di linea moderna con flangia **GRANLUCE** in metacrilato
- Astuccio in materiale plastico antiurto

PRESTAZIONI

A = 6 portate da 50 μA	a 5 A
V = 8 portate da 100 mV	a 1500 V (30 kV)*
V ~ 7 portate da 1,5 V	a 1500 V
VBF 7 portate da 1,5 V	a 1500 V
dB 7 portate da -20 dB	a +66 dB
Ω 6 portate da 1 kΩ	a 100 MΩ
A ~ 5 portate da 500 μA	a 5 A
pF 2 portate da 50000 pF	a 500000 pF
μF 6 portate da 10 μA	a 1 F
Hz 3 portate da 50 Hz	a 5 kHz

* Nuovo puntale AT 30 kV per televisione a colori; su richiesta a L. 4300

CORTINA



Mod. CORTINA

L. 12.900

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale

L. 14.900



astuccio ed accessori compresi
franco n/s stabilimento

CHINAGLIA elettrocostruzioni s.a.s. 32100 Belluno
via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102



resistenza fissa di valore basso sia con la resistenza incognita da misurare. La resistenza fissa è scelta in modo che essa abbia un valore notevolmente più basso della resistenza della bobina dello strumento (circa 75Ω) di modo che qualche cambiamento, anche basso, nella resistenza totale che shunta lo strumento, non possa produrre una deviazione ben definita sulla scala.

Questo circuito assicura una estensione considerevole della gamma di misura verso le resistenze basse. Nel circuito pratico la gamma da 0 a 1Ω occupa più del 50% della scala.

Nel caso dell'ohmmetro di tipo serie (fig. 1), il riferimento della taratura è 0Ω (deviazione a fondo scala) che si ottiene agendo sul potenziometro VR₁. Nell'ohmmetro di tipo parallelo (fig. 2), il riferimento della deflessione all'inizio della scala darà la stessa lettura del valore di shunt fissato, è questa resistenza che rappresenterà il massimo sulla scala. Per il modello particolare descritto, il valore scelto è di $5,6 \Omega$.

Quindi la scala può essere estesa aumentando il valore della resistenza shunt.

Realizzazione pratica

Il circuito da realizzare è rappresentato in fig. 3. Si nota una resistenza di protezione serie e un pulsante (normalmente aperto) per calibrare lo strumento

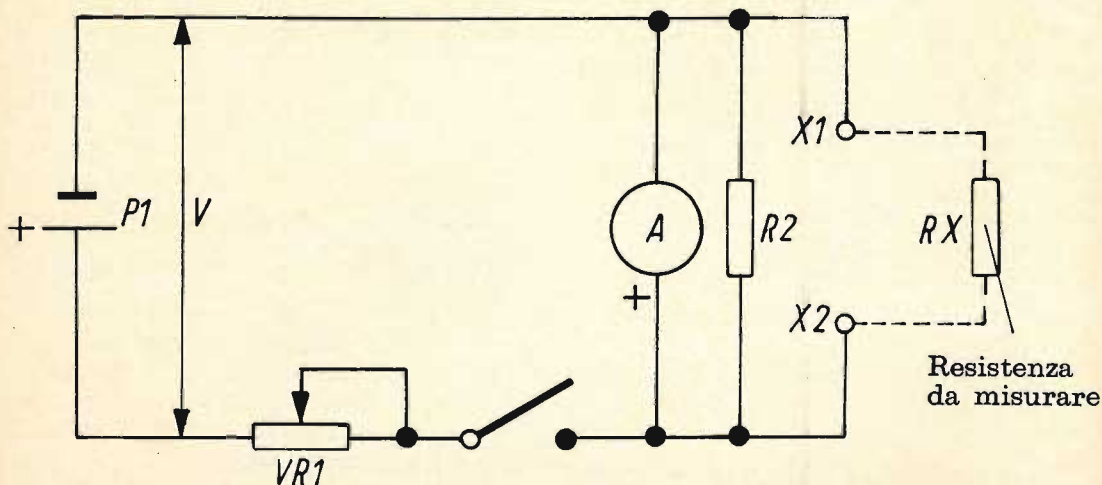


Fig. 2 - Rappresentazione dell'ohmmetro parallelo per la misura delle resistenze di basso valore.

con R₂. I componenti del circuito sono incorporati in un contenitore di alluminio.

I componenti non sono molto critici, escluso le resistenze di calibrazione. Quindi, tutti i collegamenti dovranno essere il più corti possibile e realizzati in fili di rame molto grosso e meglio in rame smaltato avente un diametro di 95/100 mm o ancora maggiore.

Le resistenze shunt dovranno essere del tipo all'1% di tolleranza se possibile oppure si impieghino resistenze che hanno il 5% di tolleranza.

Nel montaggio di questo circuito non si dovrebbe incontrare alcuna difficoltà. Il cablaggio è del tipo convenzionale ma è necessario leggere le note riportate perchè lo strumento necessita di una calibrazione accurata prima dell'assieme finale.

Calibrazione

Per calibrare il quadrante una volta per tutte, si deve togliere il coperchio dello strumento e la piastrina destinata all'indicazione delle divisioni della scala. Su un pezzetto di cartoncino bianco, si deve riprodurre la parte incurvata della scala con una dimensione identica a quella che esiste già sul quadrante del galvanometro. Si incolli il cartoncino sulla vecchia scala con un pezzetto di carta adesiva. Con questa precauzione si potrà ovviare ad eventuali errori.

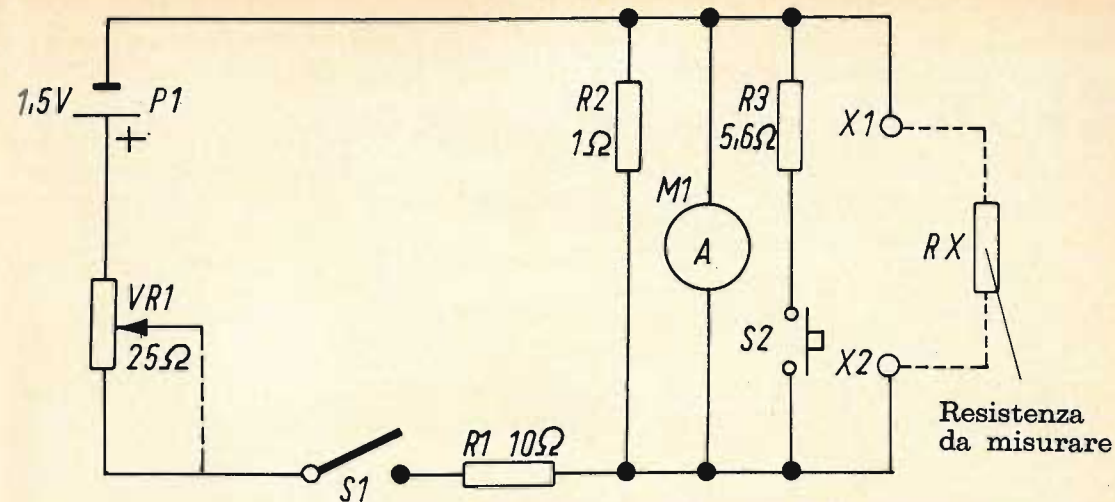


Fig. 3 - Schema elettrico definitivo dell'ohmmetro adatto alla misura di valori ohmici bassi.

Nel caso in cui una cassetta a decadi di resistenze di precisione non sia disponibile, il sistema più semplice e più pre-

ciso di calibrare lo strumento è probabilmente quello d'impiegare del filo di rame normale.

Componenti

Resistenze

- R₁ = 10Ω - 0,5 W - 10% a carbone
- R₂ = 1Ω - 1% - a filo
- R₃ = $5,6 \Omega$ - 0,5 W - 1% a filo
- VR₁ = 25Ω - potenziometro a filo

Strumento

M₁ = 0 - 1 mA (deviazione totale)

Interruttori

- S₁ = on - off - semplice
- S₂ = on - off - semplice a pulsante

TABELLA 1

Lunghezza del filo in cm	ohm
8	0,1
43,8	0,5
87,7	1
131,5	1,5
175,4	2
ecc.	

Noi adotteremo quest'ultimo procedimento, riferendoci a una tabella che dà i diametri dei fili normalizzati dove si può trovare il valore della resistenza in ohm per una lunghezza nominale. Nel nostro caso è stato scelto del filo di rame smaltato del diametro di 16/100. Questo filo ha una resistenza di $1,14 \Omega$ per metro a una temperatura di 20°C .

Togliendo il galvanometro dal suo contenitore si stabilisce il riferimento $5,6 \Omega$ concernente la deviazione a fondo scala. Per far ciò, si procede premendo sul pulsante e facendo variare il potenziometro da 25Ω fino a quando l'indice dello strumento indica la deviazione totale. La calibrazione degli ohm viene stabilita collegando una lunghezza di filo uguale a $87,7 \text{ cm}$ e, in più, un pezzo di filo di lunghezza sufficiente per poter avvolgerlo intorno alle estremità dei pezzi terminali.

Si può quindi notare comodamente sul quadrante i valori frazionari e multipli della resistenza da 1Ω , facendoci guidare dalla tabella 1.

Prima di completare la calibrazione, si ponga il galvanometro nel suo contenitore e si tolgano i fili di calibrazione. Dopo il cablaggio e la calibrazione, lo strumento è pronto per l'impiego.

(Da « Practical Electronics »)

PROBLEMI DI CONVERGENZA E DI ASTIGMATISMO NEL NUOVO CINESCOPIO A COLORI A 110°

**TELEVISIONE
A COLORI**

Il parte

In un precedente articolo sono state illustrate le caratteristiche meccanico-elettriche del nuovo cinescopio a 110° Philips. Qui di seguito si fanno alcune considerazioni sui problemi di ottica elettronica strettamente legati all'introduzione della deflessione a 110° nei cinescopi a maschera forata per televisione a colori.

Un cinescopio a colori con angolo di deflessione di 110° richiede bobine di deflessione diverse da quelle usate in un cinescopio da 90° nonché circuiti di pilotaggio capaci di effettuare la deflessione dei tre raggi di elettroni su un angolo così ampio. Anche per ciò che riguarda il corretto atterraggio dei tre raggi sui rispettivi puntini di fosfori **in tutti i punti dello schermo** ci si è dovuti allontanare considerevolmente dai sistemi correntemente usati per i cinescopi a 90°. Si è reso infatti necessario l'impiego di circuiti di pilotaggio sostanzialmente diversi da quelli finora usati.

Problemi connessi con la deflessione a 110°

Perché la deflessione con un angolo di 110° è più difficile in un cinescopio a colori che non in un cinescopio in bianco e nero? Per il semplice fatto che sullo schermo di un cinescopio a colori debbono essere tracciate « una sopra l'altra » tre immagini in tre diversi colori. Per ottenere ciò, i tre raggi di elettroni debbo-

no essere deflessi in maniera tale che nel tracciamento di queste tre immagini essi non solo debbono convergere tra loro in qualsiasi punto dell'immagine ma debbono, nello stesso tempo, andare a colpire in qualsiasi punto dell'immagine, il puntino di fosforo associato a ciascuno di essi.

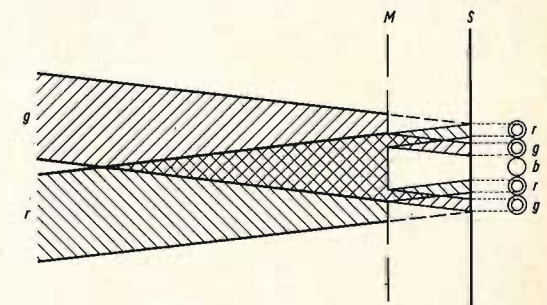


Fig. 1 - La convergenza e l'atterraggio dei raggi considerati su un piano. I raggi r e g debbono convergere in un punto situato sulla superficie interna dello schermo S; essi sono però intercettati dalla maschera forata M per cui il raggio di elettroni r andrà ad « atterrare » solo sui puntini di fosforo rosso ed il raggio di elettroni g andrà a cadere solo sui puntini di fosforo verde.



stabilizzatore
di tensione

CARATTERISTICHE TECNICHE

A forma d'onda corretta. -
Collaudato secondo norme
C.E.I. - Potenza: 250 VA -
Ingresso: 125-160-220-280
V ± 20% - Uscita: 220 V
± 2% - Rendimento: 87%.
HT/4460



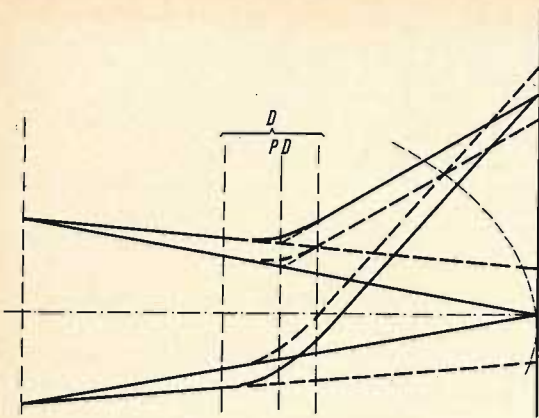


Fig. 2 - Deflessione e curvatura del campo considerate su un piano. I raggi convergono sulla superficie dello schermo quando si trovano al **centro del campo**; tendono invece a convergere su una superficie **curvata all'interno** non appena essi cominciano ad essere deflessi. Per farli convergere sulla superficie dello schermo anche durante la deflessione è necessario che essi **inizialmente** vengano allontanati in senso radiale dall'asse del cinescopio. Il piano di deflessione **PD** è il piano nel campo di deflessione **D** dal quale si può immaginare che traggano origine i raggi deflessi (considerati come rette) sia quelli non deflessi.

Come indicato schematicamente in fig. 1, i raggi di elettroni debbono essere allineati l'uno rispetto all'altro in maniera che, in assenza di maschera forata, essi convergano in un unico punto in qualsiasi parte dello schermo; nello stesso tem-

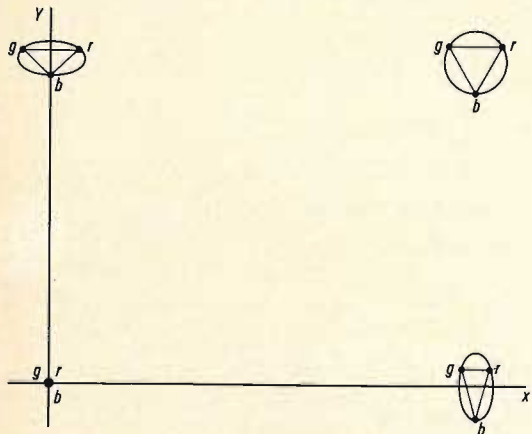


Fig. 3 - L'astigmatismo che « appiattisce » il cerchio che circonda i tre punti è dovuto al campo di deflessione **verticale**; l'astigmatismo che « schiaccia » lateralmente il cerchio è dovuto alla deflessione **orizzontale**.

po però la maschera forata deve intercettarli in maniera tale che una parte di ciascuno di essi vada a colpire un differente puntino di fosforo.

Qui di seguito esamineremo succintamente i problemi di ottica-elettronica che debbono essere risolti sia per ottenere la suddetta convergenza sia per ottenere il corretto atterraggio di ciascun raggio di elettroni sul rispettivo puntino di fosforo. Per la nostra disamina ci riferiremo alle tecniche convenzionali usate per risolvere questi stessi problemi in un cinescopio da 90°.

Il problema della convergenza

I tre cannoni dai quali partono i tre raggi di elettroni si trovano ai vertici di un triangolo equilatero. Gli assi di questi tre cannoni sono allineati in maniera che, in assenza di deflessione, i tre raggi di elettroni si incontrano al centro dello schermo (convergenza statica). Non appena però questi raggi vengono deflessi essi non vanno più a colpire lo schermo in un punto, bensì in tre punti diversi. In queste condizioni, se l'unica aberrazione fosse la **curvatura del campo**, i tre punti sullo schermo si disporrebbero ai vertici di un triangolo **equilatero**. Ma se a questa aberrazione si aggiunge anche quella prodotta dall'**astigmatismo**, i tre suddetti punti non formeranno più sullo schermo un triangolo equilatero bensì un triangolo più o meno distorto.

La curvatura del campo si verifica quando la superficie sulla quale i raggi deflessi convergono in un punto, si « distacca », per così dire, dalla superficie dello schermo (che è pressoché piatto) spostandosi verso l'interno dell'ampolla. La fig. 2 indica questo inconveniente, per eliminare il quale si fa in modo che i raggi di elettroni, prima di entrare nel campo di deflessione **D**, subiscano una specie di **predeflessione**, tendente ad allontanarli dall'asse del cinescopio.

In questo modo via via che aumenta l'angolo di deflessione, il punto di incontro dei raggi risulta proporzionalmente spostato in avanti, e può quindi giacere sul piano dello schermo anche in corri-

spondenza degli angoli. Questa correzione, funzione della deflessione, viene applicata in uguale misura a tutti e tre i raggi e viene effettuata dai circuiti della convergenza dinamica.

L'astigmatismo si verifica quando in corrispondenza di particolari angoli di deflessione, i raggi di elettroni non convergono più in un unico punto (all'interno o all'esterno del campo curvo). In questo caso, se i raggi, considerati in sezione, definiscono i vertici di un triangolo equilatero (come nel caso della curvatura di campo) il fenomeno dell'astigmatismo tende a trasformare il cerchio che inscrive questo triangolo in un'ellisse (fig. 3).

In pratica, le bobine di deflessione di riga e di quadro dell'unità di obflessione sono realizzate in modo che il loro effetto combinato tende ad eliminare il fenomeno dell'astigmatismo **lungo le diagonali dello schermo**. Ciò però è ottenuto a spese di un certo astigmatismo che ha luogo lungo gli assi verticali e orizzontali dello schermo (fig. 3). L'astigmatismo infatti tende ad allungare verticalmente, i cerchi che circoscrivono i triangoli via via che aumenta la deflessione **orizzontale** mentre tende ad allungare orizzontalmente questi stessi cerchi via via che aumenta la deflessione **verticale** (fig. 3).

Anche in questi casi, la correzione richiesta può essere fornita dai circuiti della convergenza dinamica la quale spostando i raggi radialmente può annullare la distorsione dei triangoli. Naturalmente, anche questa correzione varia al variare dell'angolo di deflessione. A differenza però della correzione introdotta per annullare la curvatura del campo essa **non viene applicata in uguale misura** a tutti e tre i raggi di elettroni.

Atterraggio dei raggi di elettroni sullo schermo

Prima di andare a colpire lo schermo, i tre raggi di elettroni debbono passare attraverso i fori della maschera, ciascuno in una direzione tale da andare ad atterrare **solo** sul puntino di fosforo del rispettivo colore. I fori della maschera sono più piccoli dei puntini di fosforo, e di conseguenza nell'angolo di atterraggio è ammesso un certo errore. Se però tale erro-

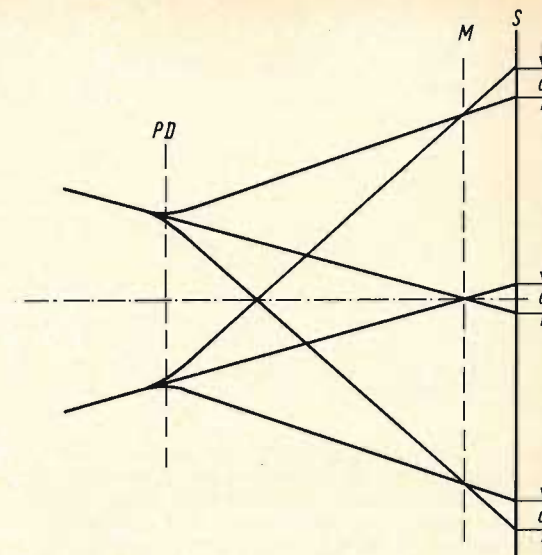


Fig. 4 - È indicata, su un piano, la relazione intercorrente tra i centri di deflessione (giacenti sul piano di deflessione **PD**), la maschera forata **M** e i punti di atterraggio dei raggi sulla superficie interna dello schermo **S**, nel caso in cui non venga applicata la convergenza dinamica, come si vede, la distanza **d** rimane inalterata su tutta la superficie dello schermo.

re è troppo grande succede che i raggi colpiscono solo una parte della superficie dei puntini di fosforo ad essi associati, e come risultato, si hanno errori di tinta e di brillantezza.

Consideriamo un piano passante per il campo magnetico di deflessione (fig. 4). Sembrerà allora che i tre raggi di elettroni deflessi provengano da tre punti situati su questo piano. Questi punti vengono

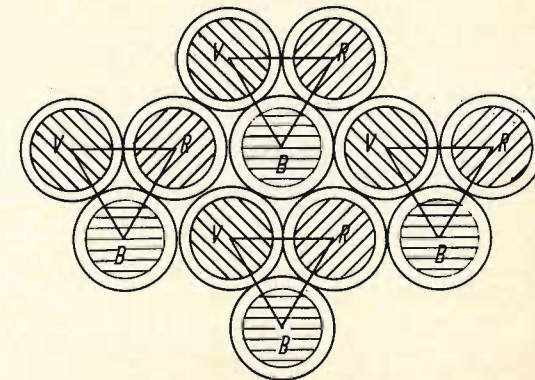


Fig. 5 - I centri dei puntini di fosfori sono disposti ai vertici di un triangolo equilatero. In tratteggio, è indicata la parte di puntino di fosforo colpita.

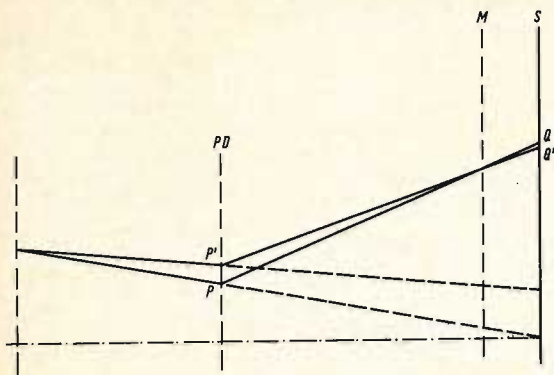


Fig. 6 - La compensazione della curvatura del campo, attuata spostando i tre raggi di elettroni in fuori rispetto all'asse del cinescopio, tende ad alterare l'angolo con cui i raggi penetrano nei fori della maschera M. Di conseguenza, un raggio di elettroni, in movimento di deflessione, anziché andare ad atterrare sul punto Q andrà ad atterrare sul punto Q' dello schermo.

anche chiamati **centri di deflessione**. È la posizione di questi punti o centri di deflessione in questo piano che determina la direzione che i raggi di elettroni prenderanno nel loro moto verso lo schermo. In assenza di convergenza dinamica, i centri di deflessione formano un triangolo equilatero. Anche i puntini dei tre tipi di fosfori depositati sullo schermo sono disposti ai vertici di triangoli equilateri (fig. 5). Le dimensioni del triangolo formato dai punti di atterraggio dei raggi sullo schermo dipendono, a loro volta,

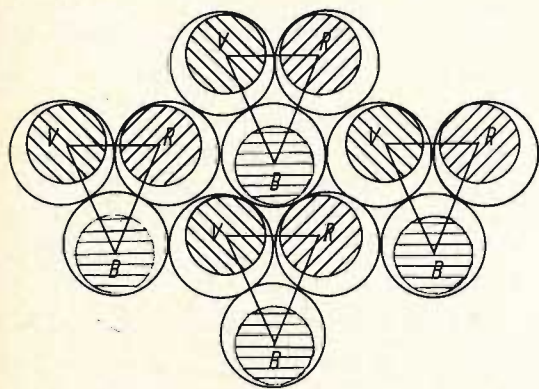


Fig. 7 (A) - In un cinescopio da 90°, i raggi di elettroni pur andando ad atterrare in posizioni che non sono affatto quelle ideali vanno pur sempre a cadere entro la superficie del rispettivo puntino di fosforo e di conseguenza la tinta e la brillantezza sono ancora accettabili.

dalle dimensioni del triangolo formato dai centri di deflessione e dalla distanza tra il piano di deflessione e il piano della maschera rispetto allo schermo.

Per compensare la curvatura del campo abbiamo visto che la convergenza dinamica sposta **in uguale misura** i centri di deflessione in direzione radiale e di conseguenza essa tende ad allargare il triangolo formato dai centri di deflessione (fig. 2). Ne consegue che gli angoli con i quali i raggi di elettroni attraversano i fori della maschera vengono alterati e di conseguenza abbiamo errori di atterraggio (fig. 6). In questo caso infatti il triangolo formato dai punti di atterraggio dei raggi non ha più le stesse dimensioni di quello formato dai puntini dei tre tipi di fosforo. Questo erroneo atterraggio dei tre raggi può essere compensato facendo in modo che la maschera risulti più vicina allo schermo ai bordi e meno vicina al centro.

Per compensare l'astigmatismo, i circuiti della convergenza dinamica debbono spostare i centri di deflessione in direzione radiale ma **non nella stessa misura** per tutti e tre i raggi; quest'ultima condizione tende però ad allargare e a distorcere il triangolo formato dai centri di deflessione. Gli errori di atterraggio che ne derivano non possono in questo caso essere facilmente corretti. La fig. 7a dà una idea di come avviene l'atterraggio dei raggi in un cinescopio da 90° quando viene

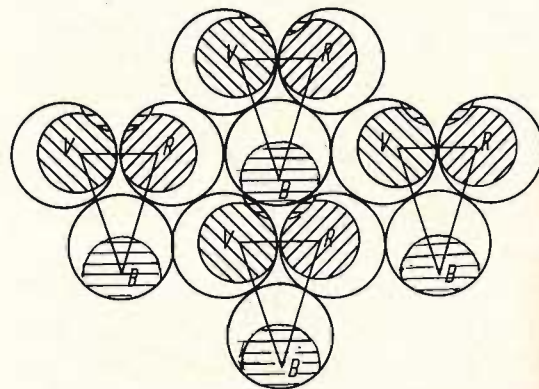


Fig. 7 (B) - In un cinescopio da 110°, i raggi atterrano al di fuori del rispettivo puntino di fosforo producendo errori di brillantezza. Essi, inoltre, vanno ad eccitare puntini di fosforo che non sono i loro e di conseguenza producono anche errori di tinta.

corretto l'astigmatismo lungo l'asse x: gli errori di atterraggio rimangono, in questo caso, entro limiti tollerabili. Tali errori variano come il quadrato della tangente dell'angolo di deflessione.

Questo sistema di correzione dell'astigmatismo applicato ad un cinescopio da 110° produce errori di atterraggio intollerabili in quanto in questo caso come risulta dalla fig. 7a il punto di atterraggio risulta in parte fuori dal puntino di fosforo con conseguente alterazione della tinta e della brillantezza. **Ne consegue che per un cinescopio da 110° debbono essere studiati altri sistemi per correggere gli errori di convergenza e di atterraggio dei tre raggi.**

Correzione dell'astigmatismo in un cinescopio da 110°

Il rimedio più logico per correggere lo astigmatismo in un cinescopio da 110° è quello di impiegare bobine di deflessione che non introducono nessun fenomeno di astigmatismo **lungo gli assi di deflessione x e y**. Usando questo tipo di bobine è però necessario studiare un altro sistema capace di compensare l'astigmatismo che si verifica **lungo le diagonali dello schermo del cinescopio**.

Impiegando bobine di deflessione che non introducono astigmatismo lungo gli assi x e y, in assenza di convergenza dinamica, i raggi di elettroni andranno a colpire lo schermo del cinescopio nella maniera indicata nella fig. 8. Per la deflessione lungo l'uno e l'altro asse, la convergenza dinamica non deve fare altro che rimpicciolire i triangoli **equilateri** sino a ridurli a punti; e questo lo può fare esercitando un'uguale influenza su tutti e tre i raggi. Ma se andiamo a vedere i triangoli che questi stessi raggi formano agli angoli dello schermo (fig. 8) vediamo che l'azione della convergenza dinamica è insufficiente: come risulta dalla fig. 9 i triangoli sono asimmetrici e non possono essere ridotti a dei semplici punti mediante spostamenti di uguale entità come appunto si verificava nel caso dei triangoli equilateri. Questi disuguali spostamenti a cui debbono essere sottoposti i tre raggi di elettroni non possono esse-

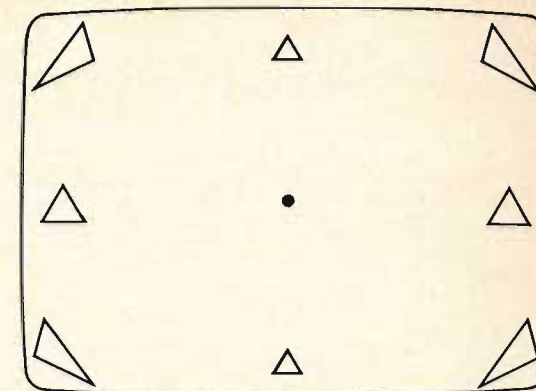


Fig. 8 - Impiegando bobine di deflessione che non introducono nessuna forma di astigmatismo lungo gli assi di deflessione x e y ed in assenza di convergenza dinamica, i punti di atterraggio dei raggi formano, agli angoli di un cinescopio da 110°, triangoli distorti (in figura un po' esagerati per mettere più in evidenza il fenomeno).

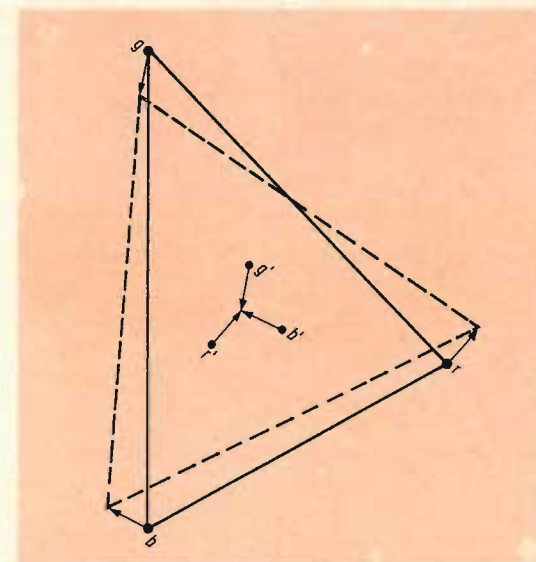


Fig. 9 - Punti di atterraggio dei raggi di elettroni nell'angolo destro in alto dello schermo (particolare della fig. 8) di un cinescopio a maschera da 110° in assenza di convergenza dinamica e nel caso in cui siano state impiegate bobine di deflessione che non producono fenomeni di astigmatismo lungo gli assi di deflessione x e y. Se il triangolo fosse equilatero basterebbe, per far convergere i tre raggi al centro, che ciascuno di essi subisse uno spostamento radicale di **uguale** entità. Al contrario, essendo il triangolo distorto come indicato in figura (vedi anche fig. 8) un simile spostamento radiale fa atterrare i raggi di elettroni nei punti r', g' b' i quali per convergere effettivamente in un punto richiedono a loro volta ulteriori spostamenti.

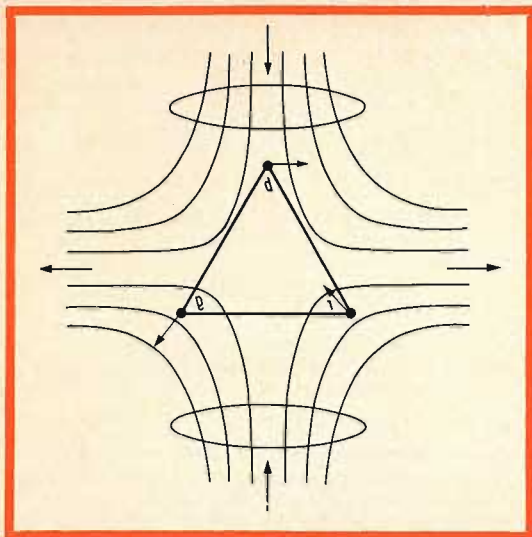


Fig. 10 - La risultante di due campi uguali e opposti, variabile al variare della deflessione, sposta i tre raggi di elettroni in maniera da correggere l'astigmatismo agli angoli dello schermo (vedi figg. 8 e 9). Il triangolo indicato in figura è il triangolo formato dai centri di deflessione nel campo di deflessione. Le frecce indicano gli spostamenti richiesti per correggere l'astigmatismo nell'angolo destro in alto dello schermo della fig. 8 e più particolareggiato in fig. 9.

re ottenuti con i normali circuiti di convergenza dinamica e, se anche ciò si potesse, avremmo in ogni caso agli angoli dello schermo errori di atterraggio impossibili da correggere.

Uno studio approfondito di questi fenomeni ha dimostrato che l'entità dello spostamento aggiuntivo richiesto varia pres-

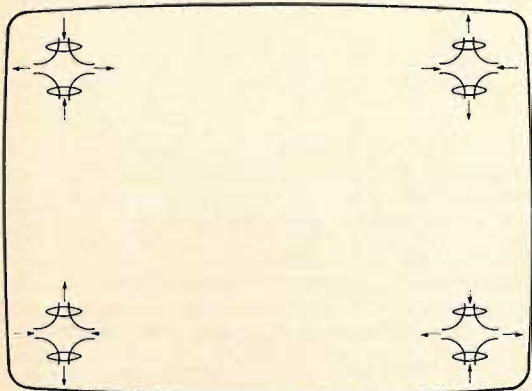


Fig. 11 - Per apportare la giusta correzione in tutte le parti dell'immagine la configurazione del campo di fig. 10 deve poter variare con la deflessione come appunto indicato qui sopra.

sappoco come il prodotto delle deflessioni x e y . Nello stesso tempo si è trovato che questo spostamento aggiuntivo può essere effettuato da un campo magnetico di conformazione speciale (una specie di campo « a quattro poli ») che può essere prodotto dalle stesse bobine di deflessione. In fig. 10 è indicata la conformazione di questo campo unitamente alle posizioni dei centri di deflessione.

Confrontando le figg. 9 e 10 si vede chiaramente come la conformazione di questo campo « a quattro poli » sia in grado di produrre gli spostamenti richiesti.

Un siffatto campo può essere ottenuto sovrapponendo alla corrente di deflessione una seconda corrente circolante però in direzioni opposte nelle due metà della bobina di deflessione di riga. Tale corrente, essendo uguale in intensità ma diretta in senso opposto nelle due metà della bobina di deflessione, non può influire sulla deflessione vera e propria.

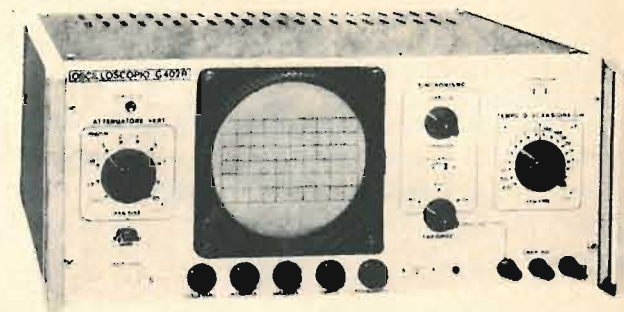
In pratica questo campo « a quattro poli » si ottiene rendendo disuguali le correnti circolanti nelle due metà della bobina di riga. In questa maniera, il campo magnetico di deflessione viene ad essere determinato dal valore medio della corrente di deflessione mentre il campo speciale « a quattro poli » è prodotto da una corrente che è metà della differenza tra le correnti circolanti nelle due metà della bobina di riga.

Per ottenere su tutta la superficie dello schermo lo spostamento richiesto, questa **corrente-differenza** deve, essere « grosso modo », proporzionale al prodotto delle deflessioni x e y . La fig. 11 indica quale deve essere la conformazione di questo campo se si vuole che i raggi di elettroni subiscano il giusto spostamento aggiuntivo quando si trovano agli **angoli** dello schermo.

Il principio di correzione **dinamica** dell'astigmatismo sopra descritto — principio cui è stato dato il nome di **pilotaggio mediante corrente-differenza** — è applicabile solo ad un sistema di deflessione nel quale le bobine di deflessione **non introducano nessun fenomeno di astigmatismo lungo gli assi di deflessione x e y :**

GLI STRUMENTI NUOVI... PER LA NUOVA TV A COLORI

OSCILLOSCOPIO 5" "TRIGGERED" G 402 R



AMPLIFICATORE VERTICALE

Sensibilità: 50 mVpp/cm.

Risposta di frequenza: della cc a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).

Attenuatore: tarato in mVpp/cm regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).

Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di $1 \text{ Vpp} \pm 2\%$.

ASSE TEMPI

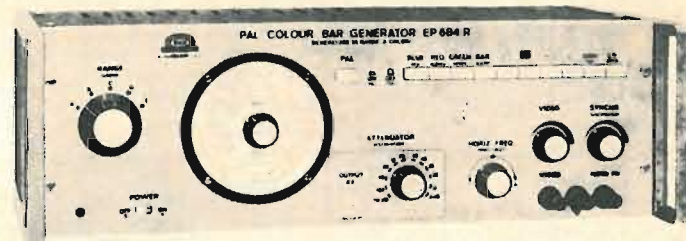
Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.

Portata: da 200 ms/cm a $0,5 \mu \text{ sec/cm}$ in 18 portate.

Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Tubo a RC: da 5" a schermo piatto, traccia color verde e media persistenza. Reticolo con possibilità di illuminazione.

GENERATORE DI BARRE A COLORI EP 684 R



SEZIONE VIDEO

Segnali di colore: 6 barre verticali (giallo - ciano - verde - porpora - rosso - blu).

Reticolo: 12 linee orizzontali, 15 verticali.

Scala dei grigi: inseribile.

Frequenza sottoportante di crominanza: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) $\pm 10^{-5}$.

SEZIONE SUONO

Frequenza della portante audio: 5,5 MHz $\pm 0,2\%$.

Modulazione di frequenza: 50 KHz a 1 KHz.

Sezione RF modulata in ampiezza dal segnale video e suono.

Portanti a RF:

1	gamma	50	±	70	MHz
2	"	70	±	105	MHz
3	"	160	±	230	MHz
4	"	460	±	610	MHz
5	"	600	±	900	MHz

U N A O H M



STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

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

il pilotaggio mediante corrente-differenza corregge infatti solo l'astigmatismo che si verifica nelle altre zone dello schermo.

Il principio suddetto, a differenza di quello che impiega i circuiti di convergenza dinamica per effettuare questa stessa correzione, non influisce sull'atterraggio dei raggi di elettroni in quanto in questo caso i centri di deflessione non vengono spostati. La convergenza dinamica deve in questo caso compensare solo la curvatura del campo spostando radialmente di un'uguale entità i tre raggi di elettroni e mantenere i punti di deflessione nella posizione più favorevole ad un corretto atterraggio dei tre raggi.

CONCLUSIONE

Elenchiamo qui di seguito i « fatti nuovi » scaturiti dall'aver introdotto la deflessione di 110° nei cinescopi a maschera forata per televisione a colori.

1) Il fatto più importante è che l'introduzione dell'angolo di deflessione di 110° esige il raddoppio della energia ri-

chiesta per la deflessione. Fattore questo di cui si deve tener conto nel progetto dei relativi circuiti.

- 2) Anche alcune correnti di convergenza vengono ad essere raddoppiate e di conseguenza anche i relativi circuiti debbono essere proporzionalmente dimensionati.
- 3) Deve essere introdotto un generatore speciale capace di fornire una corrente-differenza proporzionale alle deflessioni x e y.
- 4) L'angolo di deflessione di 110° e lo schermo piatto contribuiscono ad aggravare la distorsione dell'effetto cuscinio e pertanto si richiedono circuiti di correzione del raster più efficienti.
- 5) Dato che lo schermo antimagnetico è stato inserito all'interno dell'ampolla del cinescopio, per la sua smagnetizzazione dovrà essere previsto un raddoppio delle ampere-spire.

L. Cascianini-Philips Elcoma

I vettori e la televisione a colori

I parte

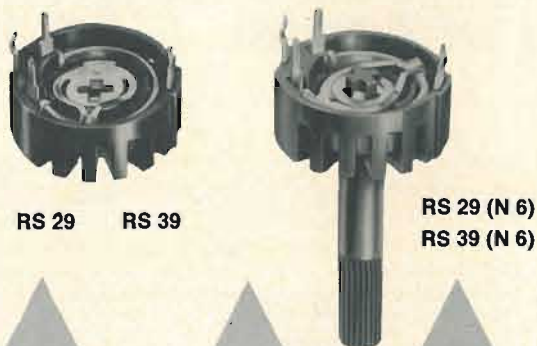
TELEVISIONE A COLORI

I vettori sono il mezzo più « pulito » messo a disposizione dalla matematica per comprendere certi fenomeni elettrici caratteristici della televisione a colori. La modulazione in quadratura con soppressione di portante, la formazione del segnale di crominanza, il funzionamento dei demodulatori sincroni, non potrebbero essere facilmente compresi e spiegati senza l'ausilio dei vettori. Questa serie di articoli vuole illustrare in maniera molto semplice il linguaggio dei vettori.

POTENZIOMETRI PER TELEVISIONE A COLORI

SEMIFISSO A FILO
PER CIRCUITO DI CONVERGENZA

Dissipazione a 40°C : RS 29 da 2 W; RS 39 da 3 W.
Gamma di temperatura: da -10°C a $+70^\circ\text{C}$.
Valori: da $2,2 \Omega$ a $10 \text{ k}\Omega$.
Presca intermedia.
Lunghezza albero: 43,5 mm - 58,5 mm - 64 mm.



LESA

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

Altra cosa è riconoscere una rappresentazione vettoriale, e altra cosa è sapere tutto ciò che una data rappresentazione vettoriale può dire o significare. Fino ad oggi, il tecnico TV ha potuto disinteressarsi di questo notevole mezzo per esprimere i fenomeni elettrici per il fatto che, per la riparazione di radiorecettori e televisori in bianco e nero, egli può non tener conto della fase dei vari segnali. Con l'avvento della televisione a colori, le cose sono cambiate completamente per il fatto che nella TVC, com'è noto, un determinato colore è individuato con un valore ben definito di fase del segnale di crominanza a 4,43 MHz.

Le rappresentazioni vettoriali del segnale di crominanza servono appunto a mettere in evidenza questo stato di cose, ed il tecnico TVC deve saperle interpretare, se vuole fare seriamente il suo lavoro con la stessa facilità con cui sa manipolare la legge di Ohm.

Per ben comprendere quanto diremo in seguito è necessario che il tecnico rinfreschi le più elementari nozioni di geometria e di trigonometria.

Nella fig. 1 riportiamo una rappresentazione vettoriale che il tecnico TVC incontrerà ad ogni passo nel suo futuro lavoro. In questa figura, i segnali di crominanza dei vari colori sono indicati con vettori. L'angolo che ciascun vettore fa con un asse di riferimento indica l'angolo caratteristico che quel dato segnale di crominanza ha quando viene trasmessa quella data tinta. La lunghezza di ciascun vettore indica invece, l'ampiezza del segnale di crominanza di un dato colore. L'ampiezza, com'è noto, è direttamente legata al valore di saturazione del colore trasmesso.

Questa rappresentazione vettoriale quindi è in grado di darci tutte le informazioni riguardanti la crominanza (tinta + saturazione) di un dato colore.

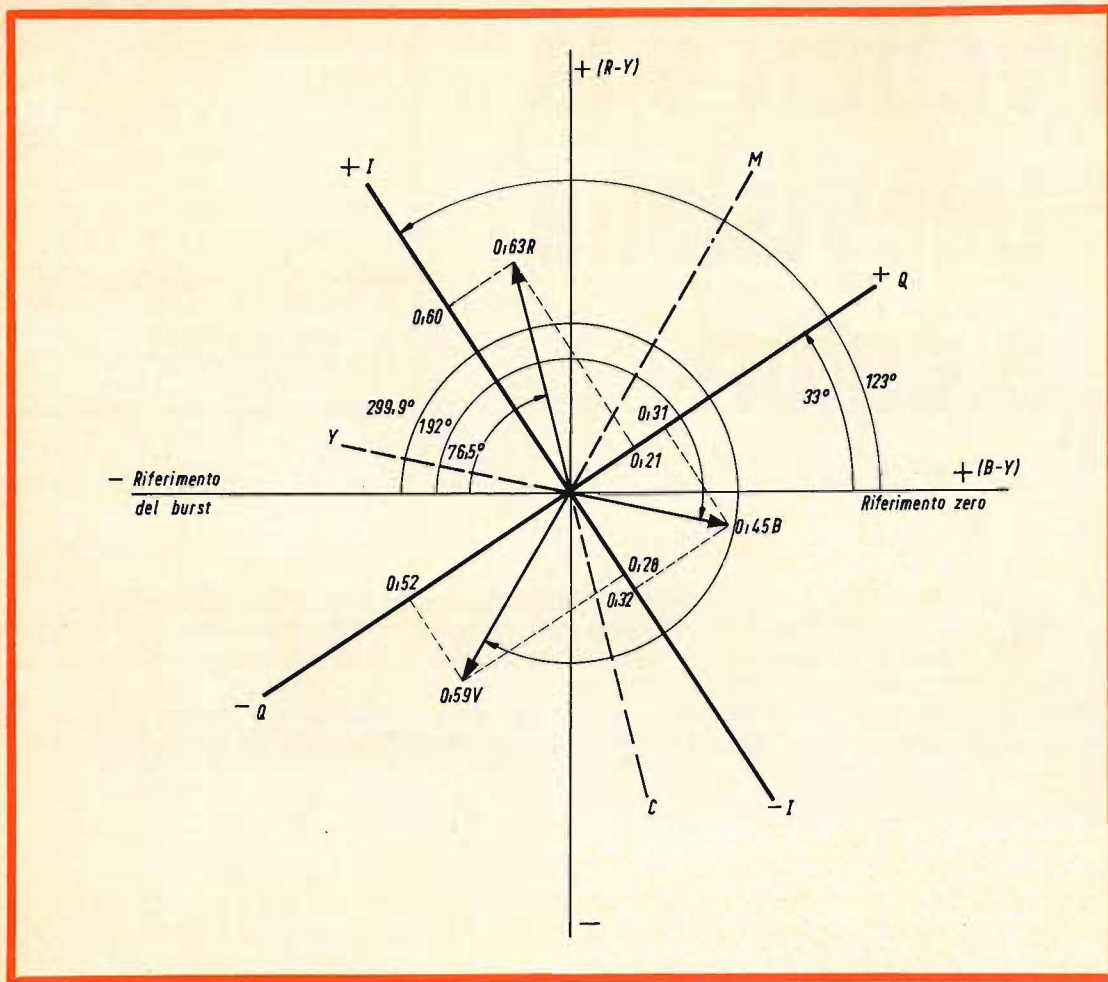


Fig. 1 - Rappresentazione vettoriale dei segnali di crominanza dei tre colori primari e dei relativi complementari.

Qualche definizione

La parola vettore richiama alla mente il concetto di moto al quale è legato, a sua volta, il concetto di **direzione**.

Qualsiasi movimento può quindi essere rappresentato mediante un vettore. Non può invece essere rappresentata con un vettore una data superficie, la resistenza e l'induttanza di un filo, ecc... Queste ultime sono grandezze **scalari**. Le prime sono invece grandezze **vettoriali**.

Il simbolo del vettore deve quindi rappresentare una grandezza e una direzione. Esso potrà quindi essere convenientemente rappresentato con una retta terminante ad una sua estremità con una frec-

cia. La lunghezza della retta indicherà pertanto la grandezza, la freccia indicherà la direzione della quantità vettoriale.

Il punto di inizio e di terminazione di un dato vettore non hanno un significato specifico: ciò significa che qualsiasi vettore può essere rappresentato da una qualsiasi retta **parallela ad esso** e avente la **stessa lunghezza**.

Questa caratteristica è molto importante come vedremo in seguito.

I vettori e il trattore

Come già detto, una forza è una grandezza diretta in una certa direzione.

La « forza » con cui solitamente ha a che fare il tecnico elettronico è una **tensione elettrica**, in alcuni casi chiamata anche **forza elettromotrice**. Ma questa forza è meno tangibile di altre per cui, per comprendere più facilmente il meccanismo della rappresentazione vettoriale delle varie tensioni, prima sarà meglio vedere applicato tale meccanismo a forze più tangibili.

Consideriamo la fig. 2a. C'è un certo peso **A** al quale è attaccato, mediante una fune, un trattore. Questo trattore in moto è in grado di esercitare sul peso una forza di 100 kg. Il trattore è diretto verso est. La direzione e la forza esercitata dal trattore possono essere indicate dal vettore accanto. La freccia indica la direzione e la divisione in 100 parti, indica l'intensità.

Nella fig 2 B, il trattore tira il peso in direzione nord con una forza doppia di quella di prima. Il vettore accanto è in grado di indicare tutte e due queste condizioni in quanto « punta » verso il nord ed è lungo il doppio di quello di fig. 2 A.

A questo punto, per non ingenerare confusione in ciò che diremo in seguito, facciamo presente che in entrambi i casi non è necessario che il trattore **sposti** il peso. Il discorso sui vettori vale anche se il peso rimane **immobile** pur essendo esercitate su di esso due forze disuguali dirette come indicato.

Due o più vettori possono essere sommati alla stessa maniera che possono essere sommati due o più numeri. Questa somma dà un nuovo vettore detto **risultante**. Ciò premesso, il nostro problema è ora il seguente: sostituire i due trattori con uno solo che però agisca sul peso nella stessa maniera con cui agiscono i due precedenti trattori. Con i vettori è presto fatto. Si riuniscono i **punti di applicazione** dei due precedenti vettori (punto O), e si completa il parallelogramma. Come si vede AB è parallelo a **OC** e BC è parallelo a **OA**. La congiungente di O con B è il vettore risultante dalla somma dei vettori OA e OC.

Semplici calcoli (teorema di Pitagora e formula della tangente) ci dicono che il vettore risultante OB misura 224 ed è

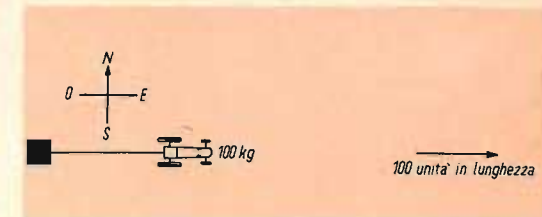


Fig. 2a - Il trattore « tira » verso est con una forza di 100 kg.

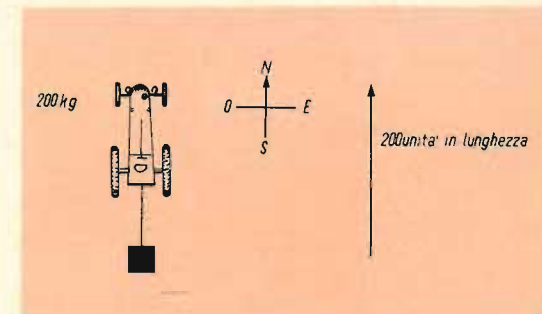


Fig. 2b - Il trattore tira verso nord con una forza di 200 kg.

diretto verso nord-est con un angolo di 63,45°.

Pertanto, un trattore che eserciti una forza di 224 kg nella direzione indicata produce sul peso la stessa sollecitazione prodotta dai due precedenti trattori.

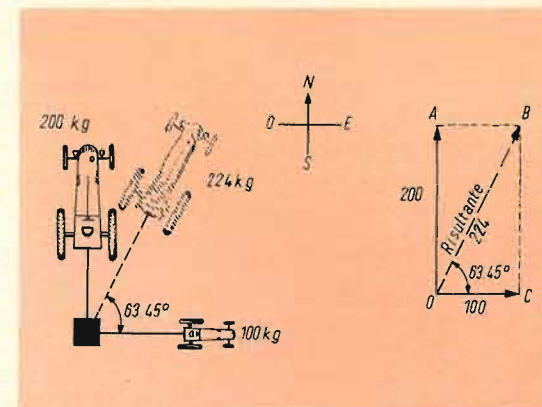


Fig. 2c - I due trattori tirano contemporaneamente con le forze in a e b. La stessa azione sul peso può essere fatta da un trattore che tira verso nord-est con forza di 224 kg.

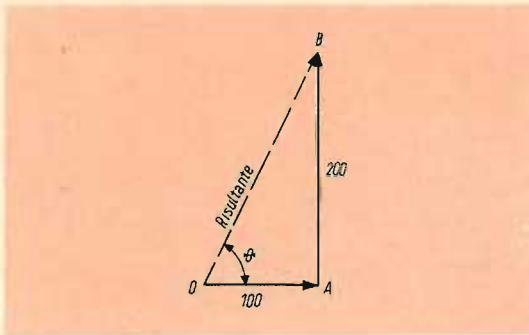


Fig. 3 - Altro sistema usato per sommare i vettori delle forze indicate in 2c.

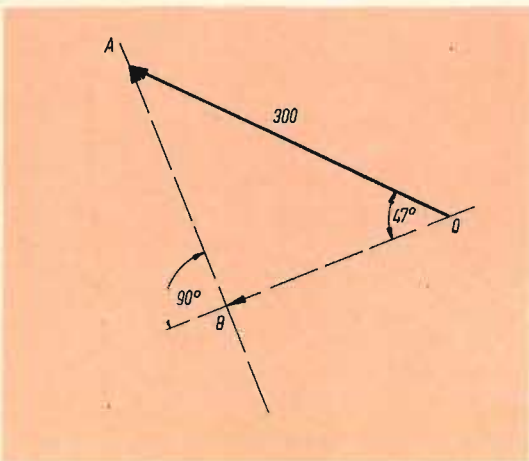


Fig. 4 - Componenti ad angolo retto di un dato vettore.

La soluzione data dalla trigonometria

Allo stesso risultato ottenuto per via grafica, come spiegato, si perviene usando semplici formule trigonometriche.

Si consideri, a fig. 3, il triangolo formato dai precedenti vettori. Anche in questo caso i vettori **OA** e **OB** rappresentano le forze esercitate dai precedenti trattori. Si tenga presente che il vettore **AB** può assumere la posizione che ha in fig. 3, in quanto un vettore specifica la grandezza e la direzione di una forza, e non il suo punto di applicazione. Il triangolo **OAB** è rettangolo, pertanto dalla trigonometria si ha:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{200}{100}$$

Dalla tabella delle funzioni trigonometriche si ha:

$$\alpha = 63,45^\circ$$

Per trovare la lunghezza del vettore risultante **OB** si usi l'espressione:

$$\operatorname{sen} 63,45^\circ = \frac{200}{\text{vettore OB}}$$

e risolvendo:

$$\text{vettore OB} = \frac{200}{\operatorname{sen} 63,45^\circ} =$$

$$= \frac{200}{0,894} = 224.$$

Quando occorre, è possibile fare anche il processo inverso. Un vettore cioè può essere scomposto in due o più vettori i quali però, se sommati, ridanno il vettore di partenza.

Si consideri la fig. 4. Il vettore **OA** è lungo 300 unità. Scomponiamo questo vettore in due componenti ad angolo retto dirette secondo gli assi specificati nel disegno. Il triangolo **OBA** è rettangolo e pertanto:

$$\operatorname{sen} 47^\circ = \frac{\text{vettore BA}}{300}$$

risolvendo abbiamo:

$$\begin{aligned} \text{vettore BA} &= 300 \times \operatorname{sen} 47^\circ = \\ &= 300 \times 0,731 = 219,3 \end{aligned}$$

Inoltre, usando la relazione:

$$\operatorname{cos} 47^\circ = \frac{\text{vettore OB}}{300}$$

è facile trovare l'altra componente ad angolo retto:

$$\begin{aligned} \text{vettore OB} &= 300 \times \operatorname{cos} 47^\circ = \\ &= 300 \times 0,682 = 204,6. \end{aligned}$$

In questo modo, a seconda degli assi scelti è possibile trovare un gran numero di coppie di vettori ad angolo retto i quali sommati ridanno il vettore di partenza. Di solito si usano gli assi verticale e orizzontale.

(continua)

LA TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI

IV parte

TELEVISIONE A COLORI

modulazione e demodulazione nei sistemi NTSC e PAL

Si accenna alla modulazione e alla demodulazione nei sistemi NTSC e PAL. Del PAL si illustra quello semplice mentre quello con linea di ritardo sarà oggetto di un prossimo articolo.

La modifica PAL, introdotta per compensare gli errori di fase a cui può andare incontro il segnale di cromaticanza lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore, è di una estrema semplicità: la componente che nel trasmettitore viene modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore (R-Y) o segnale **V** viene invertita di polarità ($0^\circ - 180^\circ$) ogni seconda

riga. Essenzialmente quindi un trasmettitore PAL differisce da un trasmettitore NTSC solo per avere un dispositivo sfasatore di 180° ed un commutatore che lavora a frequenza di riga.

Abbiamo visto che anche la frequenza della componente modulata dal segnale **V** (e naturalmente anche quella modu-

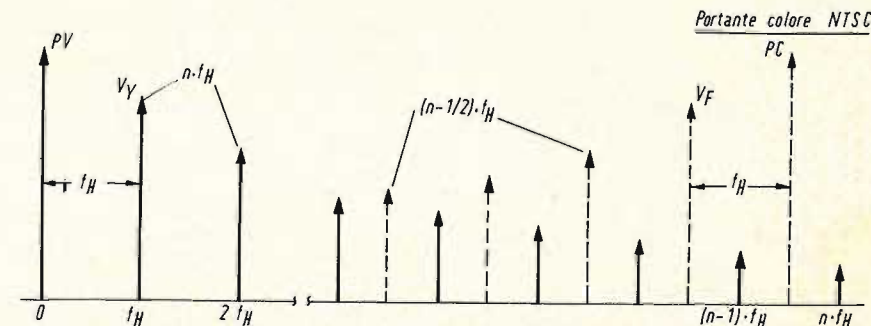


Fig. 21 - Posizione dello spettro del segnale di cromaticanza nello spettro del segnale di luminanza nel sistema NTSC (off-set di 1/2 riga).

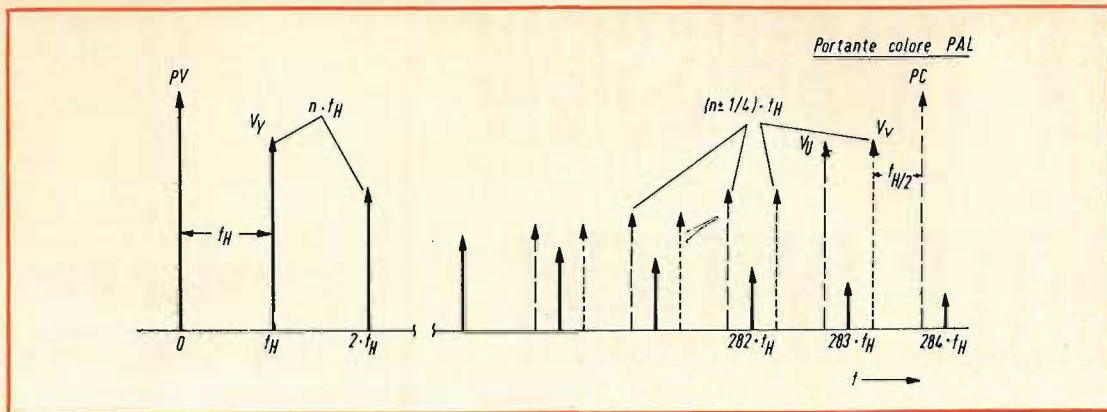


Fig. 22 - Posizione dello spettro del segnale di crominanza nello spettro del segnale di luminanza nel sistema PAL (off-set di 1/4 di riga).

lata dal segnale U) deve avere nel PAL un valore leggermente diverso da quello assegnato alla stessa componente nel sistema NTSC.

Nell'NTSC il criterio per l'esatta scelta di questa frequenza è conosciuto co-

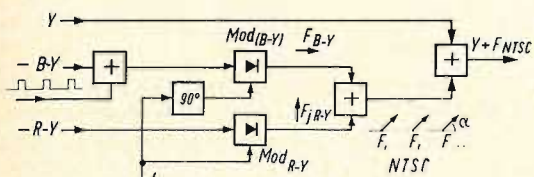


Fig. 23 - Schema a blocchi di un codificatore NTSC. All'uscita di questo codificatore troviamo il segnale video completo formato dal segnale di luminanza (Y) a cavallo del quale si trova il segnale di crominanza a 4,43 MHz modulato in fase e in ampiezza (F_{NTSC}).

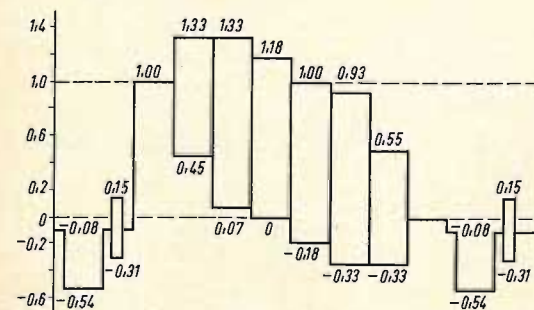


Fig. 24 - Esempio di segnale video completo (luminanza e crominanza dei colori delle barre standard).

me off-set di mezza di riga (fig. 21). Nel PAL abbiamo invece l'off-set di un quarto di riga. Ciò per il fatto che a causa dell'alternazione PAL, con l'off-set di mezza di riga non si ottiene nel ricevitore in bianco e nero la cancellazione completa del disturbo prodotto dal segnale di crominanza. L'off-set di un quarto di riga evita questo inconveniente (fig. 22).

A parte l'off-set di un quarto di riga per la portante del colore (e la componente modulata dal segnale V viene derivata da questa frequenza), un codificatore PAL differisce da un codificatore NTSC solo per lo stadio sfasatore ed il commutatore.

CODIFICATORE NTSC

In fig. 23 è riportato lo schema a blocchi di un codificatore NTSC. Si vedono innanzi tutto i due segnali differenza di colore ridotti in ampiezza per i motivi che già conosciamo U ($U = 0,49 (B-Y)$) e V ($V = 0,88 (R-Y)$). Poi abbiamo il segnale fo che non è altro che la portante del colore con la frequenza off-set di 1/4 di riga (arrotondata in 4,43 MHz). Da questa portante del colore vengono derivate due componenti sfasate tra loro di 90° (in quadratura) le quali vengono successivamente modulate in ampiezza rispettivamente dai segnali U e V. Abbiamo cioè F_U e F_V . Si deve tener presente che per motivi di compatibilità, in entrambi i casi queste stesse componen-

ti vengono soppresse, e pertanto in questi due processi di modulazione di ampiezza F_U e F_V vogliono indicare solo le bande laterali o prodotto di modulazione.

Successivamente questi due prodotti di modulazione (F_U e F_V) vengono sommati e si ottiene un unico segnale (F) naturalmente con frequenza di 4,43 MHz che risulta modulato in fase (α) ed in ampiezza. Alla variazione di fase e legata la particolare tinta trasmessa mentre alle variazioni di ampiezza è legata la saturazione di quella data tinta. Una volta formato questo segnale il quale trasportando la sola crominanza dell'immagine viene chiamato a buon diritto **segnale di crominanza** (F) si tratta di inserirlo nello spettro del segnale di luminanza (Y) la qual cosa viene fatta in un altro stadio sommatore all'uscita del quale troviamo il segnale video completo ($Y + F_{NTSC}$) contenente la luminanza e la crominanza dell'immagine da trasmettere (fig. 24). Questo segnale andrà poi a modulare in ampiezza

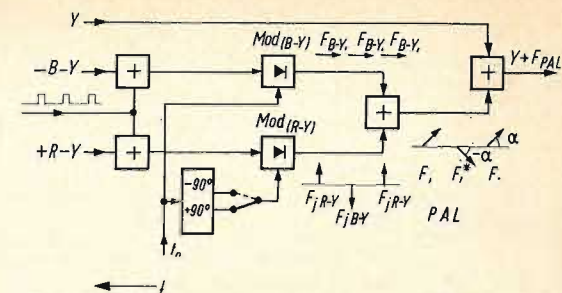


Fig. 25 - Schema a blocchi di un codificatore PAL. Si noti la presenza dello sfasatore e del commutatore, nonché il sistema per la formazione del burst alternato.

la portante video del canale nella stessa maniera di un trasmettitore in bianco e nero.

CODIFICATORE PAL

In fig. 25 è indicato lo schema a blocchi di un modulatore PAL. Si vede che è in tutto uguale a quello NTSC ad eccezione:

- 1) dello **stadio sfasatore** ($-90^\circ + 90^\circ$) inserito nella « strada » della compo-

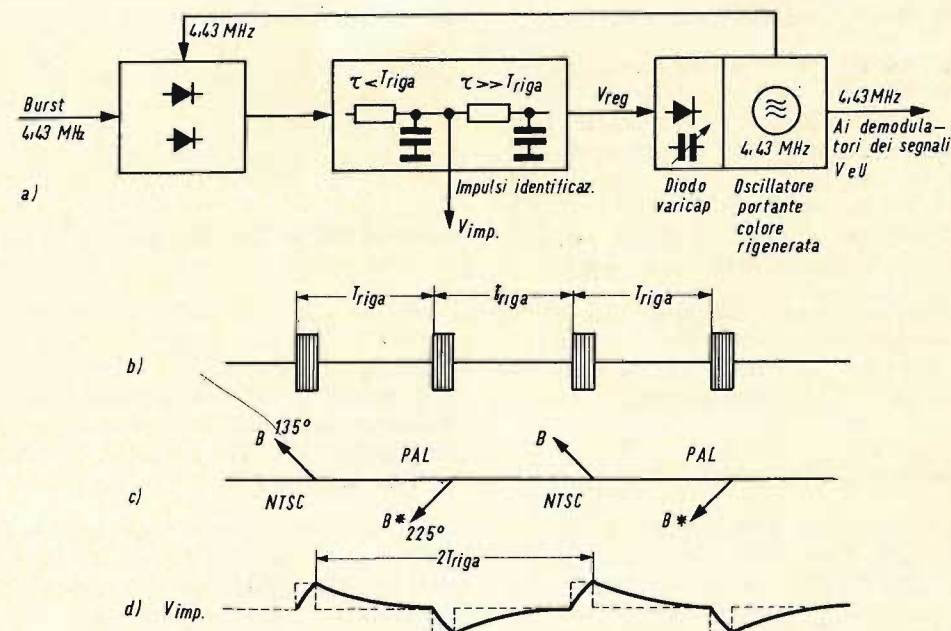


Fig. 26 - Il segnale del burst nel sistema PAL. E' a fase alternata e non fissa come nell'NTSC. Come risulta dalla scomposizione vettoriale è però possibile ricavare dal burst di due righe successive una componente sempre diretta in un senso e una componente che differisce di 180° da una riga all'altra. La prima serve come nell'NTSC a sincronizzare la fase dell'oscillatore locale a 4,43 MHz (vedi sezione e), la seconda a sincronizzare il commutatore (vedi sezione d).

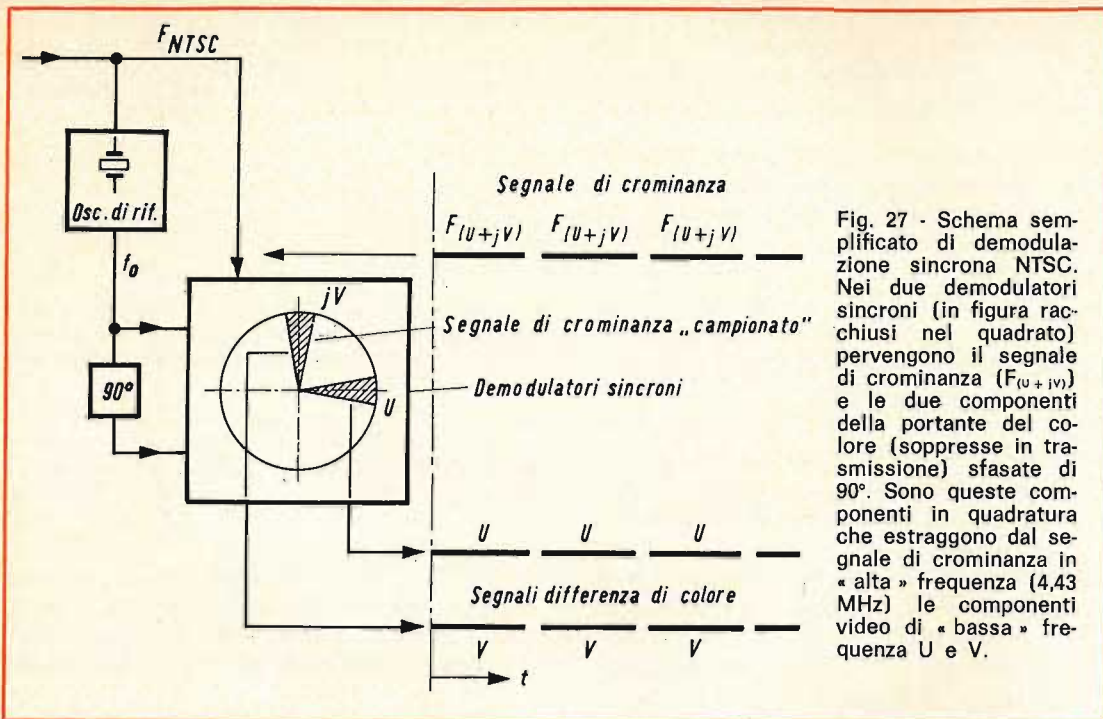


Fig. 27 - Schema semplificato di demodulazione sincrona NTSC. Nei due demodulatori sincroni (in figura racchiusi nel quadrato) pervengono il segnale di crominanza ($F_{(U+jV)}$) e le due componenti della portante del colore (sopresse in trasmissione) sfasate di 90° . Sono queste componenti in quadratura che estraggono dal segnale di crominanza in « alta » frequenza (4,43 MHz) le componenti video di « bassa » frequenza U e V.

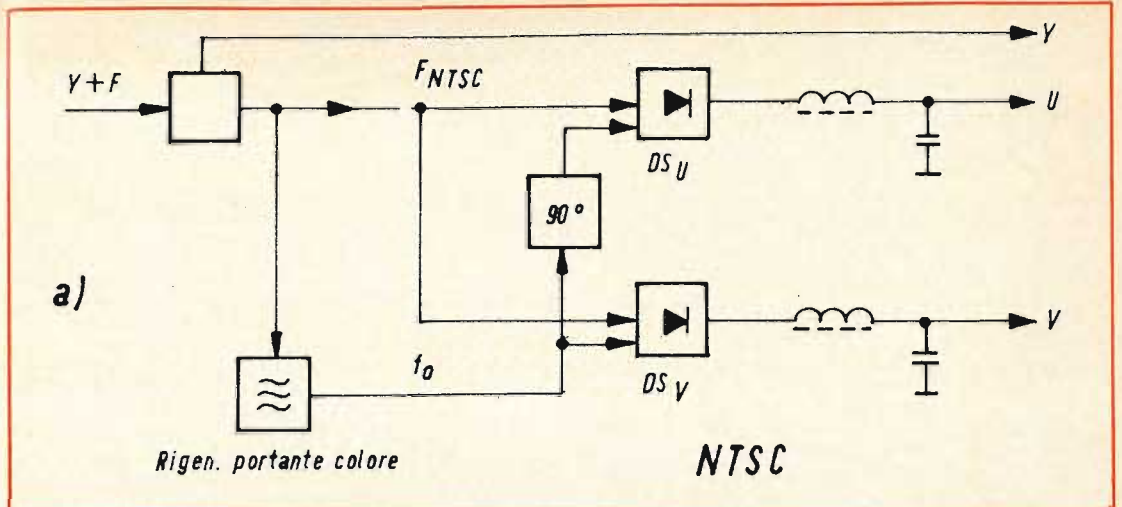


Fig. 28 - Come in fig. 27 ma con qualche particolare in più (filtri passa-basso all'uscita dei due demodulatori sincroni).

arrivano « ridotti » in ampiezza sotto forma dei segnali **V** e **U** rispettivamente. Il ripristino dell'ampiezza originaria dei segnali (R-Y) e (B-Y) si ottiene in maniera molto semplice dosando secondo fattori ben definiti l'amplificazione dei segnali V e U.

(R-Y) e (B-Y), una semplice formuletta ci ridarà il terzo segnale differenza di colore mancante e cioè (V-Y). Esso, com'è noto, si ricava dai segnali (R-Y) e (B-Y) nella seguente maniera:

$$(V-Y) = -0,19 (B-Y) - 0,51 (R-Y).$$

Una volta ottenuti i primitivi segnali

Ottenuto (V-Y), i tre segnali R V e B

nente della portante del colore che dovrà essere modulata da V,

2) dello **stadio commutatore** che fa in modo che in una riga (riga NTSC o riga F) il segnale V moduli in ampiezza la componente di portante con fase $+90^\circ$ e nella riga successiva (riga PAL o riga F*) lo stesso segnale V moduli in ampiezza la componente di portante con fase -90° .

In definitiva quindi da una riga all'altra la componente modulata da **V** cambia di polarità ($0^\circ/180^\circ$) in quanto da $+90^\circ$ a -90° ci sono appunto 180° .

Formazione del burst alternato

Sempre tenendo sott'occhio la fig. 25 si vede che nel caso del codificatore PAL gli impulsi che formano il burst vengono ora applicati sia nel canale del segnale U che in quello del segnale V. Ciò produrrà a differenza del codificatore NTSC (fig. 23) il cosiddetto burst **alternato** che, come già accennato, serve a sincronizzare il commutatore PAL del ricevitore. Abbiamo infatti visto che l'al-

ternazione PAL va tolta in ricezione. E va tolta dalla riga PAL e non in quella NTSC. Il burst alternato è in grado di trasportare appunto un segnalino (segnale di identificazione) che fa scattare il commutatore del ricevitore proprio quando si riceve la riga PAL (fig. 26).

Riottenimento dei segnali R, V e B in ricezione

Al ricevitore a colori è presente al rivelatore video, il segnale video completo di fig. 24. Un semplice filtro passa-alto è in grado di effettuare una prima e importante separazione e cioè il segnale di luminanza (Y) dal segnale di crominanza F_{NTSC} (o F_{PAL}).

Il segnale di luminanza previa amplificazione è immediatamente disponibile per la ricomposizione dei segnali R, V e B necessari al funzionamento del cinescopio a maschera. Ma per riformare questi ultimi è necessaria la presenza anche dei tre segnali differenza di colore (R-Y) (V-Y) e (B-Y). Di questi tre segnali arrivano al ricevitore **solo due** e cioè (R-Y) e (B-Y) i quali a loro volta

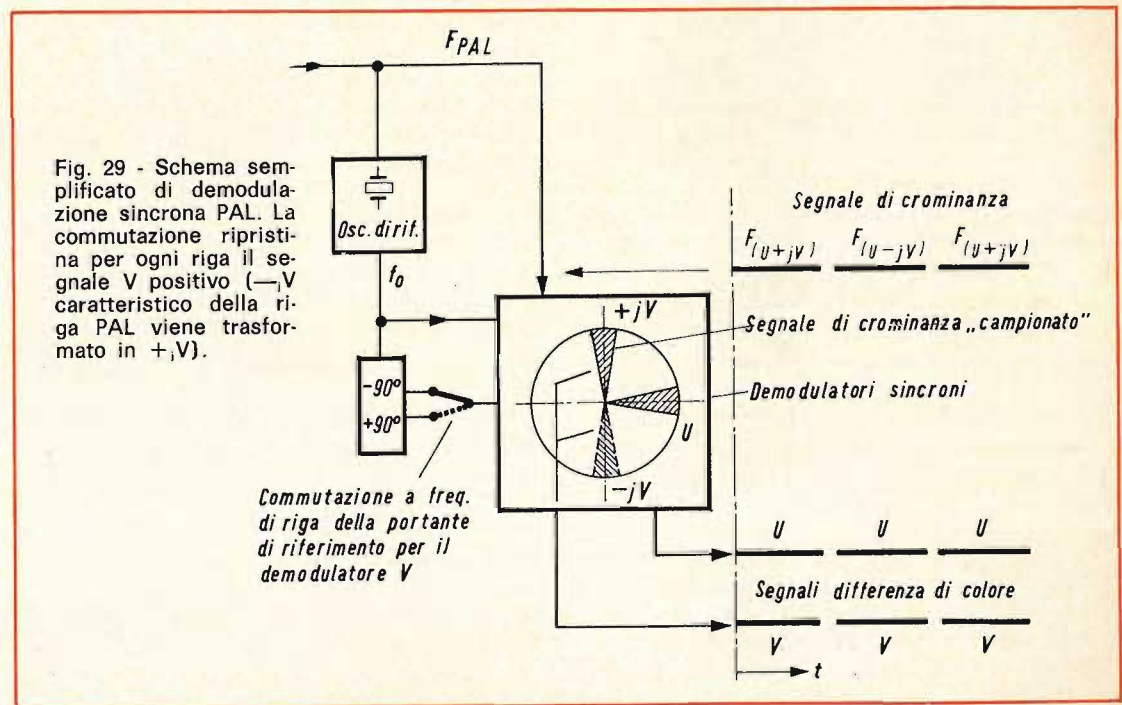
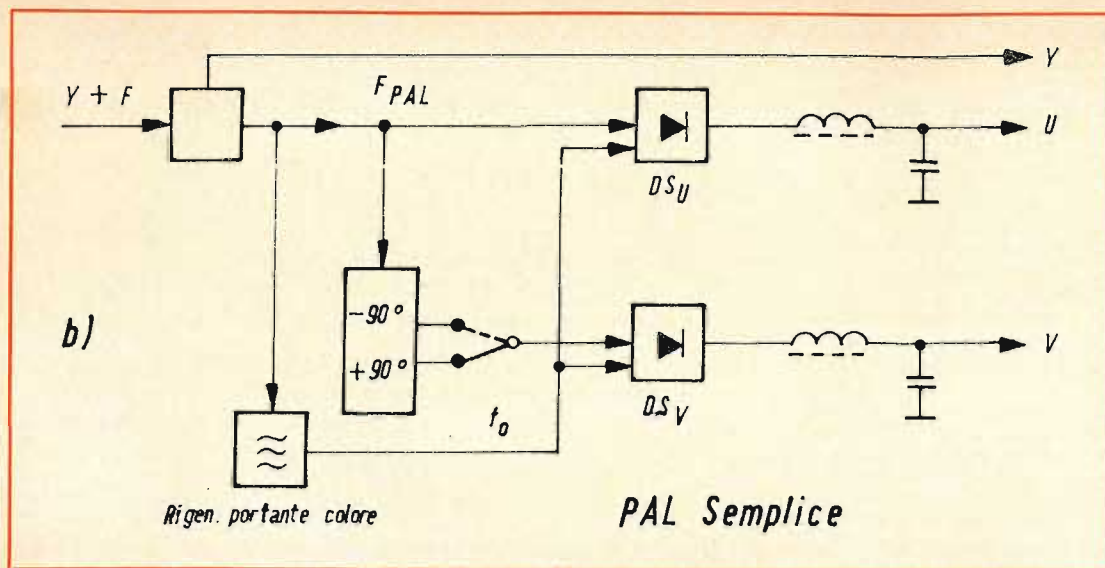


Fig. 29 - Schema semplificato di demodulazione sincrona PAL. La commutazione ripristina per ogni riga il segnale V positivo ($-jV$ caratteristico della riga PAL viene trasformato in $+jV$).

Commutazione a freq. di riga della portante di riferimento per il demodulatore V



PAL Semplice

Fig. 30 - E' indicato un altro sistema per togliere l'alternazione PAL in ricezione. In questo caso le componenti della portante del colore ripristinate vengono applicate con la **stessa** fase ai due demodulatori sincroni. Viene invece commutato da -90° a $+90^\circ$ il segnale di crominanza PAL (F_{PAL}) applicato al demodulatore del segnale $V^{(DSV)}$.

si ricaveranno con un circuito matrice che dovrà effettuare le seguenti operazioni:

$$R = (R-Y) + Y$$

$$V = (V-Y) + Y$$

$$B = (B-Y) + Y$$

In alcuni casi lo stesso cinescopio può fare queste operazioni di matrice.

Estrazione della componente U e V dal segnale di crominanza NTSC a 4,43 MHz

Al ricevitore non arrivano i segnali V e U bensì un segnale a 4,43 MHz che contiene questi stessi segnali ma sotto forma di variazioni di fase e di ampiezza. Per estrarre da questo segnale di « alta » frequenza i segnali video di « bassa » frequenza V e U si ricorre alla demodulazione sincrona.

In fig. 27 è indicato uno schema di principio molto semplificato. I segnali da « rivelare » sono due e pertanto anche i demodulatori sono due. Il segnale di crominanza a 4,43 MHz (F_{NTSC}) viene applicato a tutti e due i demodulatori.

Nel segnale video completo (F_{NTSC}) è contenuto il segnale che sincronizza lo oscillatore locale a quarzo che ripristina le componenti di portante a 4,43 MHz soppresse in trasmissione come già detto. Queste due componenti al momento della loro soppressione al codificatore erano in quadratura di fase e pertanto anche in ricezione dovranno essere ripristinate e applicate ai due demodulatori sincroni in quadratura di fase, e cioè sfasate di 90° .

I demodulatori sincroni sono circuiti capaci di entrare in funzione solo durante la **punta del picco positivo** della componente di portante ad essi applicata. Questi picchi sono sfasati di 90° . I segnali U e V si trovano nel segnale di crominanza anch'essi sfasati di 90° , e quando c'è l'uno non c'è l'altro. Ciascun demodulatore può pertanto essere considerato come uno stroboscopio. Il picco della portante in esso iniettata lo fa « accendere » e fa vedere (rivelare) dentro al segnale di crominanza **solo** quella componente che in quell'istante si trova nel segnale di crominanza. Ciò è indicato schematicamente in fig. 27. La fig. 28 indica ancora come sia possibile mediante demodulazione sincrona riottenere

FR FRACARRO RADIOINDUSTRIE

NUOVA SERIE DI AMPLIFICATORI DI ANTENNA A TRANSISTORI, MONOCANALE

AD UN SOLO TRANSISTORE
Art. AT e AT1
E
A DUE TRANSISTORI
Art. AT2 e ATB

CUSTODIA A TENUTA D'ACQUA



FR

CASTELFRANCO VENETO

ANTENNE - SOSTEGNI - IMPIANTI MULTIPLI - APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

re dal segnale video completo $Y + F$ i tre segnali video fondamentali di bassa frequenza rispettivamente Y , U e V .

Estrazione delle componenti U e V dal segnale di crominanza PAL a 4,43 MHz

In fig. 29 è indicato lo schema di principio per la demodulazione di un segnale di crominanza codificato PAL. Come si vede il sistema è identico a quello usato per demodulare un segnale di crominanza NTSC. In più c'è il commutatore che deve togliere la commutazione PAL a righe alterne. Ciò si ottiene facilmente con gli stessi mezzi usati per produrla al trasmettitore; un circuito sfasatore e un commutatore che sincronizza dal burst alternato è in grado di togliere l'inversione di fase della componente modulata da V proprio in quella riga nella quale era stata introdotta in trasmissione. In questo caso nonostante all'ingresso dei due demodulatori si abbiano i segnali $F_{(U+V)}$, e $F_{(U-V)}$, all'uscita avremo sempre per ogni riga una coppia di segnali **sempre positivi** rispettivamente U e V .

In fig. 30 è indicato un altro sistema di ripristino di $+jV$ e da $-jV$. In questo caso ai due demodulatori vengono applicate le due componenti della portante di colore (soppressa in trasmissione) non in quadratura di fase ma con la stessa fase (f_c). L'alternazione PAL viene tolta commutando da -90° a $+90^\circ$ il segnale di crominanza PAL applicato al demodulatore sincrono del segnale V (DS_V).

Il sistema di demodulazione PAL a cui abbiamo accennato prima è noto come **PAL semplice** e funziona egregiamente fintantoché gli errori di fase del segnale di crominanza sono di piccola entità. Quando gli errori di fase sono grandi l'integrazione dei colori sbagliati in due righe successive nel tempo fatta dall'occhio non è più efficace; in più compaiono effetti secondari noti come **barre di Hannover**, molto disturbanti. L'integrazione (o media) di questi errori fatta elettricamente (argomento che verrà trattato prossimamente) elimina questo inconveniente e mette in tutta evidenza i pregi della variante PAL.

(continua)

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 - scrivete 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

Descriviamo in questo articolo i principi fondamentali sui quali si basa il funzionamento di un temporizzatore. Si prendono in considerazione cioè i fenomeni di carica e scarica di un condensatore per la determinazione della durata di temporizzazione.

**L'A.B.C.
DELLA
ELETTRONICA**

TEMPORIZZATORI

Come tutti sanno i temporizzatori sono degli apparecchi che comandano delle particolari operazioni oppure determinano un tempo di ritardo o una durata di funzionamento.

Questo accade, per esempio, nel caso dei contaminuti posti sulle scale delle case cioè quando si preme il pulsante, la luce si accende e il dispositivo di temporizzazione funziona in modo tale che la luce non si spegne che dopo un certo tempo.

Un temporizzatore può essere comandato manualmente o con dei « segnali » che possono essere elettrici ma anche meccanici, luminosi, termici, ecc.

La precisione di funzionamento di un temporizzatore è molto importante nella maggior parte delle applicazioni industriali e anche in certe applicazioni di amatori, come per esempio, nei dispositivi di comando della durata di posa in fotografia.

I temporizzatori possono agire per la messa in funzione e l'arresto di tutti i dispositivi, la durata del funzionamento del dispositivo viene regolata in anticipo.

La temporizzazione può essere lenta o rapida. Per questo motivo alcuni temporizzatori possono determinare dei ritardi di diversi minuti, ore o anche giorni. I temporizzatori rapidi possono comandare dei tempi di funzionamento molto brevi, anche dell'ordine di una piccola frazione di secondo.

Questi tipi di temporizzatori sono in generale basati su dei fenomeni elettrici associati a dei circuiti elettronici sia a valvole che a transistor, oppure a valvole speciali come i thyatron o i thyristor.

L'elemento base dei temporizzatori è spesso un condensatore la cui durata di carica o di scarica determina il tempo di temporizzazione richiesto.

Carica di un condensatore

Prendiamo in considerazione un condensatore avente una capacità C caricato attraverso una resistenza R con una tensione di E volt continua la cui resistenza interna r è trascurabile rispetto a R . Il circuito è quello di fig. 1 A.

Il condensatore si carica a una tensione V che è evidentemente minore di E .

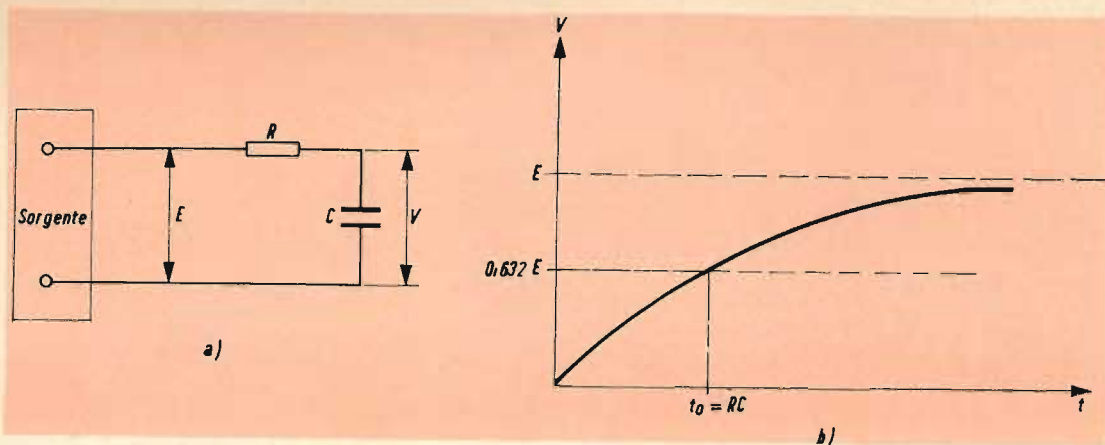


Fig. 1 - Circuito elettrico di carica di un condensatore con relativa curva illustrante il fenomeno.

La durata della carica è infinita, ossia la tensione V non è uguale a E che all'inizio di un tempo infinitamente grande.

Se tuttavia si considera una tensione V_0 uguale a una frazione determinata di E , per esempio $V_0 = 0,95 E$, la durata di carica di C da $V = 0$ fino a $V = V_0$ dipende dal prodotto $T = RC$ che si misura in secondi, in quanto il prodotto è dato da farad per ohm. Più il tempo T è grande, più la durata di carica è grande dunque esso dipende a sua volta dal valore di R e di C .

Per esempio, si ha:

$$V = E (1 - e^x) \quad (1)$$

dove $e = 2,72$, cioè la base dei logaritmi neperiani $x = -t/RC$.

Per $V = V_0$, si può calcolare con l'aiuto della formula (1) il tempo corrispondente t_0 . Se E e V_0 sono fissati in precedenza, con uno dei valori di R o di C si può calcolare l'altro.

Allo stesso modo se t_0 è fissato, conoscendo V o E si può calcolare la tensione sconosciuta.

La formula (1) si può scrivere anche come segue:

$$1 - V/E = e^x \quad (2)$$

Prendendo i logaritmi neperiani dei due membri della formula (2) si ottiene:

$$\log_{\text{nep}} (1 - V/E) = X \quad (3)$$

Ricordiamo che esistono delle tavole che danno direttamente X in funzione di e^x . Conoscendo $X = -t/RC$ si può calcolare immediatamente una delle tre grandezze t , R e C in funzione delle altre due.

Si abbia per esempio $t_0 = \text{infinito}$. È chiaro che in questo caso $X = -t_0/RC$ è uguale a meno infinito dunque $e^x = 0$ e $V = E$, cosa questa che conferma quello che abbiamo detto prima. Se $t_0 = 0$, $-t/RC = 0$ e $e^x = 1$ dunque $V/E = 0$ e siccome E è di valore finito $V = 0$, valore corrispondente al momento in cui la tensione E è applicata al circuito. Si abbia il caso particolare in cui $t = T = RC$. L'esponente x è allora uguale a -1 e si trova $V = 0,632 E$.

Così se si dispone di un condensatore C da $8 \mu\text{F}$ e se si vuole ottenere con un tempo di 8 secondi una tensione di $V_0 = 4 \text{ V}$, si può calcolare il valore della tensione di alimentazione E e quella della resistenza R .

In effetti, da $V/E = 0,632$ si ottiene

$$E = V/0,632 = 4/0,632$$

dunque

$$E = 6,37 \text{ V circa.}$$

Da $RC = 8$ secondi si ricava $R = 8/C$ con R in ohm e C in farad. Si trova così $R = 1 \text{ M}\Omega$.

È evidente che se E e C sono fissi e R variabile, si potrà far variare la tensione V e la durata della temporizzazione.

ne t . La curva di carico del condensatore C è data dalla fig. 1b. Si può vedere che quando V è minore di $0,32 E$, la tensione V sale rapidamente con il tempo, cosa questa che permette di calcolare t con precisione. Al di là di $V = 0,632 E$, la tensione V sale sempre più lentamente e la precisione di t viene diminuita. Praticamente, si prende $t < T = RC$.

Scarica di un condensatore

Per scaricare un condensatore si deve prima caricarlo. In un circuito basato sulla scarica di un condensatore, si ha un dispositivo di carica e un dispositivo di scarica, un commutatore che permette di passare dalla carica alla scarica.

In generale, il commutatore è un pulsante la cui posizione di riposo (permanente) corrisponde alla carica. Il principio del montaggio è indicato dallo schema di fig. 2a in cui E è la tensione fornita da una sorgente in continua, R' la resistenza serie di carico, I il commutatore a un polo e due posizioni **a** e **b**, C il condensatore e R la resistenza nella quale C si scarica e ai capi della quale appare una tensione V variabile con il tempo.

Nella posizione **a**, il condensatore C si scarica attraverso R' . Se R' è basso, si ha una costante di tempo $T = R'C$ di durata ridotta di modo che la tensione V di uscita, possa raggiungere rapidamente il valore V_0 desiderato.

L'azione sul commutatore I consiste nello stabilire il contatto di C con R e di togliere il collegamento C di R' .

Il condensatore C caricato a una tensione il cui valore minimo è prestabilito secondo i casi dalle applicazioni desiderate. Il condensatore si scarica su R .

Facciamo notare che la tensione ai capi del condensatore è uguale alla tensione ai capi della resistenza. Questa tensione V è decrescente in valore assoluto, la diminuzione di V si effettua secondo la legge esponenziale:

$$V = V' e^x \quad (4)$$

dove:

V = tensione variabile di uscita

V' = tensione di C nel momento in cui la carica cessa

$$x = -t/RC.$$

Notiamo che V_0 è in generale simile a E se la durata della carica è sufficiente; per esempio $V_0 = 0,99 E$ e si potrà confondere V' con E .

La tensione V diminuisce secondo una curva esponenziale il cui andamento è quello di fig. 2b. Perché C sia scaricato completamente ($V = 0$) si deve avere un tempo infinito.

Perché V scenda fino a $0,368 E$, la durata della scarica è $t = RC$.

Vediamo ora un esempio di calcolo:

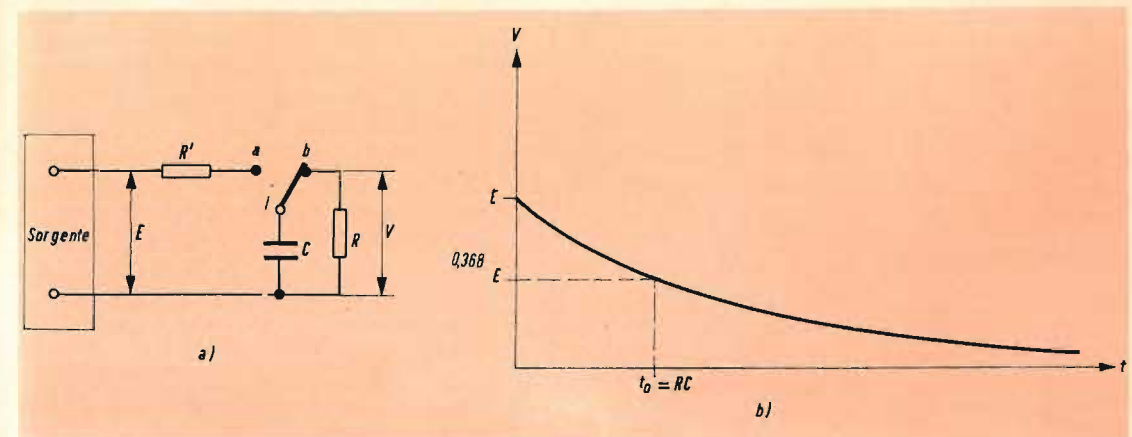


Fig. 2 - Circuito elettrico di scarica di un condensatore con relativa curva illustrante il fenomeno.

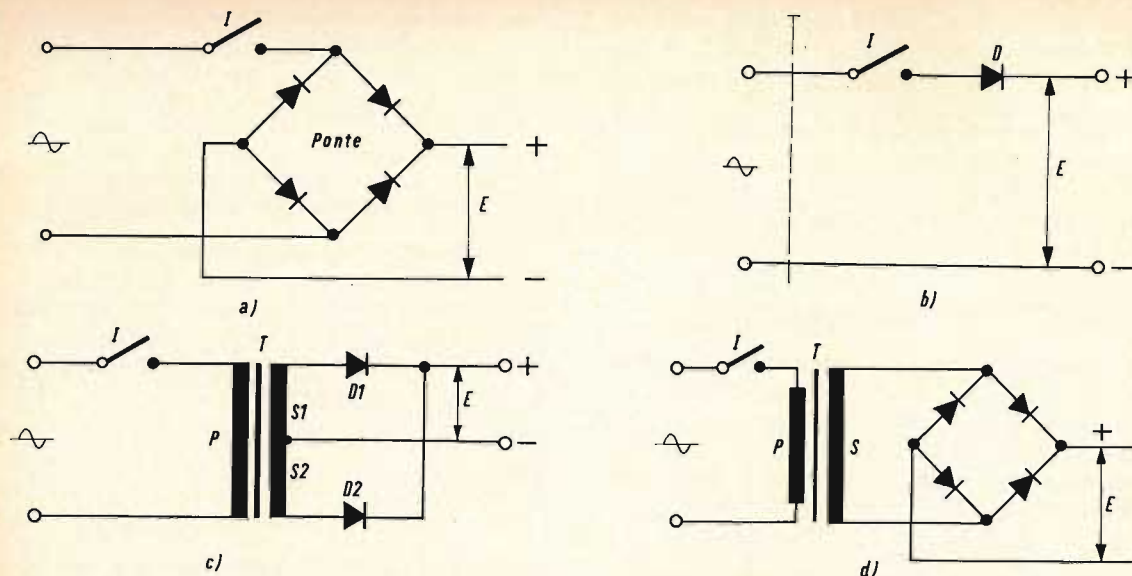


Fig. 3 - Alcuni esempi di circuiti raddrizzatori.

prendiamo una tensione uguale a 4 V e $C = 8 \mu\text{F}$. Si vuole che la tensione V' sia praticamente uguale ad E . Prendiamo $V' = 0,99 E$ e determiniamo il tempo che è necessario perché questa tensione sia raggiunta.

Si applicherà la formula

$$e^x = 1 - \frac{V'}{E}$$

Poiché $V'/E = 0,99$ si può scrivere:

$$e^x = 0,01$$

Dalle tavole si ricava per $e^x = 0,01$

$$x = -4,7 \text{ circa.}$$

dunque $R'C/t = 4,7$. Si ha quindi $C = 8 \mu\text{F}$; se si fissa t si può calcolare R' .

Si abbia $t = 0,5 \text{ s}$, che è il tempo durante il quale un utilizzatore mantiene I in posizione a.

In questo caso si ha:

$$R'C = 4,7 \cdot 0,5 = 2,35 \text{ s}$$

dalla quale si ricava:

$$R' = 2,35/C \Omega$$

dove C è in farad, oppure R' in $M\Omega$ e C in μF ; si ha così:

$$R' = 2,38/8 \approx 0,3 \text{ M}\Omega$$

Si trova quindi che C sarà caricato a 4 V con 1%; praticamente a 4 V se R' è uguale o minore a $0,3 \text{ M}\Omega$, essendo la durata della carica di $0,5 \text{ s}$ minimo.

Passiamo ora all'operazione di scarica data dalla formula (3).

Supponiamo che si voglia che la tensione di uscita V diminuisca da 4 V a $4 \cdot 0,368 \text{ V} = 1,472 \text{ V}$. Si è detto che in questo caso $t = RC$ dunque $x = -1$. Siccome $C = 8 \mu\text{F}$, si può determinare t o R . Se si vuole una azione rapida si pren-

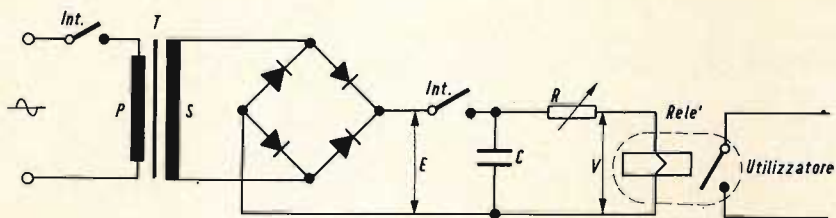


Fig. 4 - Esempio di circuito temporizzatore equipaggiato di un relé utilizzando la carica del condensatore.

NEW

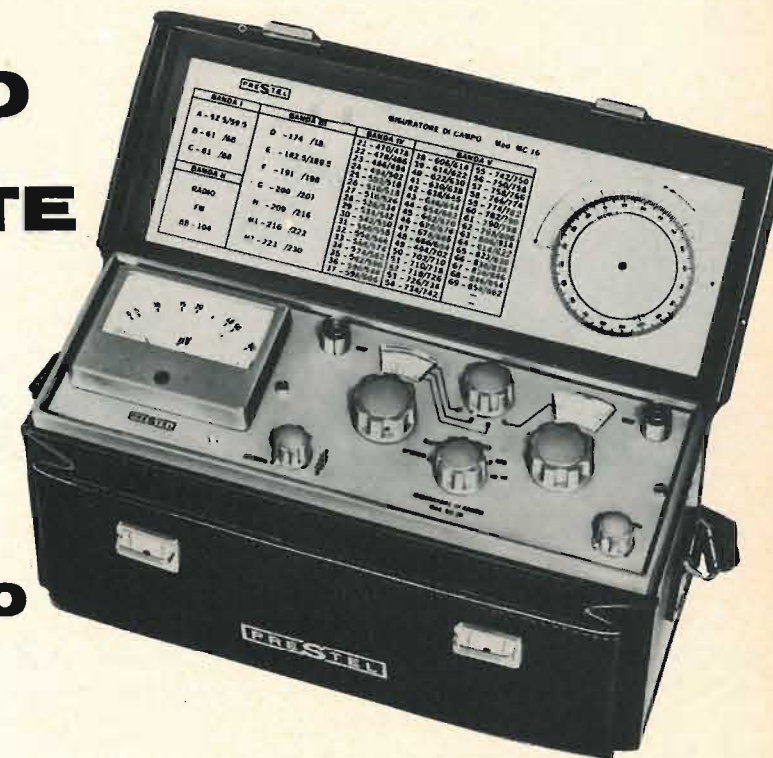
PRESTEL

IL MISURATORE DI CAMPO

PER IL TECNICO PIU' ESIGENTE

mc 16

TS/3145-00



CARATTERISTICHE TECNICHE

- Gamme di frequenza: N. 3 in VHF: 40 ÷ 60; 60 ÷ 110; 110 ÷ 230 MHz — N. 1 in UHF: 470 ÷ 900 MHz • Sintonia UHF-VHF separate e continue con riduzione-demoltiplica (a comando unico) • Frequenza intermedia: 35 MHz • Transistors: N. 16 - Diodi: N. 7 • Sensibilità UHF-VHF: 2,5 μV • Campo di misura - in 4 portate - tra 2,5 μV e 100 mV; 1 V fondo scala, con attenuatore supplementare 20 dB • N. 2 ingressi coassiali asimmetrici: 75 Ω UHF-VHF • Precisione di misura: $\pm 6 \text{ dB}$; $\pm 2 \mu\text{V}$ in UHF; $\pm 3 \text{ dB}$; $\pm 2 \mu\text{V}$ in VHF • Alimentazione con 8 pile da 1,5 Volt • Tensione stabilizzata con Diodo Zener • Altoparlante incorporato • Rivelazione commutabile FM-AM • Controllo carica batteria • Adattatore impedenza UHF-VHF 300 Ω • Dimensioni: mm. 290 x 100 x 150 • Peso: Kg. 3,800.

PRESTEL

s.r.l. - C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

derà t basso. Sia per esempio $t = 0,1$ s; si avrà:

$$RC = 0,1$$

dalla quale si ricava

$$R = 0,1/8 = 0,0125 \text{ M}\Omega = 12,5 \text{ k}\Omega$$

Circuiti con relé elettromeccanici

La realizzazione di temporizzatori molto semplici si può effettuare con un sistema sorgente-circuito RC associati a un relé elettromeccanico, dunque senza bisogno di un dispositivo elettronico.

Il relé verrà alimentato dalla tensione di uscita V del circuito RC; il relé verrà azionato e darà luogo a un contatto o a una interruzione in un circuito utilizzatore. La tensione continua di alimentazione E si può ottenere a partire da un raddrizzatore collegato in alternata, direttamente o con una trasformatore elevatore o abbassatore di tensione.

La fig. 3 dà qualche esempio di raddrizzatore. In fig. 3a il ponte di 4 diodi è collegato direttamente sulla rete cosa questa che fissa il valore della tensione raddrizzata dopo quella di rete. In fig. 3b è riportato un circuito con un solo diodo per il raddrizzamento monoalternanza, dunque ad elevata ondulazione associata alla tensione continua di uscita. Un trasformatore può essere intercalato fra la rete e il diodo.

In fig. 3c, è riportato un sistema di raddrizzamento bialternanza a due diodi D_1 e D_2 e trasformatore il cui secondario possiede una presa intermedia. La tensione E può allora avere il valore desiderato determinando in modo conveniente il rapporto di trasformazione del trasformatore T . Un circuito a ponte e a trasformatore è indicato in fig. 3d. Notiamo che il valore di E dipende anche dal circuito disposto all'uscita del raddrizzatore.

Un esempio di circuito temporizzatore che utilizza un relé è dato nello schema di fig. 4, il sistema raddrizzatore è quello di fig. 3a. Esso è poi seguito dal circuito RC di carico. Quando l'interruttore è chiuso il raddrizzatore funziona e la

tensione E apparirà alla sua uscita. Esso carica il condensatore C attraverso la resistenza R .

Ai capi di C apparirà la tensione variabile V che passa da 0 V fino a una tensione V_0 all'inizio del tempo t_0 .

Nel momento in cui $V = V_0$, la corrente nel relé raggiunge il valore che permette di azionarlo, ciò che ha per effetto di aprire o di chiudere l'interruttore a barra del relé.

In un circuito di questo genere i relé e il sistema che lo aziona devono essere studiati l'uno per l'altro. La regolazione esatta della temporizzazione si può ottenere regolando il valore di R con un potenziometro montato come resistenza variabile.

Notiamo che il numero di regolazioni di R è infinito, in alcune applicazioni da $R = 0$ a R massimo. Quando R è aumentato, la costante di tempo RC aumenta e così anche i tempi corrispondenti.

Questo si può vedere sulle curve di carico di C in fig. 5. La tensione V_R che corrisponde all'azione del relé resta sempre la stessa ma i tempi di temporizzazione t_0 , t_1 e t_2 sono diversi.

Passiamo ora alla fig. 6 che rappresenta un temporizzatore che impiega la scarica di un condensatore. La parte raddrizzatrice è come quella del circuito a carica di fig. 4. La parte RC è montata con C all'uscita del raddrizzatore e R in serie con il relé. L'interruttore è normalmente chiuso perché il sistema raddrizzatore possa fornire la tensione di alimentazione continua E . L'interruttore essendo anch'esso chiuso, il condensatore C si carica attraverso la resistenza interna del raddrizzatore, essendo questa carica molto rapida. La tensione V_R che aziona il relé è rapidamente raggiunta e il relé viene eccitato.

Quando l'interruttore S' è aperto, il condensatore C non è più caricato.

La scarica di C nel circuito R-relé inizia e la tensione V ai capi del relé diminuisce. Nel momento in cui V diventa minore a V_R , la tensione di eccitazione e di sganciamento del relé, questo scatta.

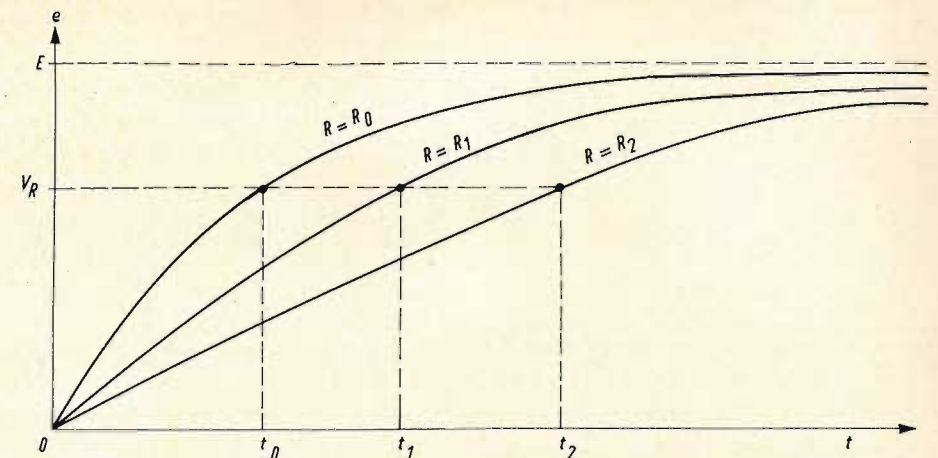


Fig. 5 - Curve di carica del condensatore per diversi valori di R .

La durata della scarica di C può essere regolata con R . Se R aumenta, la durata della temporizzazione aumenta anch'essa. La figura 7 mostra tre curve che rappresentano la tensione V ai capi del relé in funzione del tempo fra tre valori diversi di R . Precisiamo che il tempo di temporizzazione è quello che si ha dopo il momento in cui si apre S fino a quello in cui scatta.

I due interruttori di questo circuito hanno un doppio impiego; si può sopprimerne uno o ricollegarlo.

Temporizzatori elettronici

Si possono realizzare con dei circuiti RC associati a delle valvole o a dei semiconduttori, attualmente più largamente utilizzati. Il principio di funzionamento è tuttavia lo stesso se la valvola è sostituita da un transistor avente delle caratteristiche analoghe.

Non daremo qui che qualche esempio di temporizzatore a valvole a titolo indicativo.

Temporizzatore a triodo

In fig. 8 è indicato lo schema elettrico del temporizzatore. Il circuito temporizzatore RC è stato disposto sulla rete di griglia, fra questa e il catodo, mentre il relé è disposto nel circuito anodico fra la placca e il positivo dell'alta tensione. L'avvolgimento del relé è attraversato dalla corrente anodica del triodo.

Il pulsante B agisce su un invertitore bipolare a due direzioni a lame. La sua posizione di riposo è quella indicata in figura e in questa posizione il punto a) collegato alla griglia è in contatto con il condensatore C , il punto e) collegato al catodo, per mezzo di R_k , è collegato all'altra estremità del condensatore C . I segnali $+$ e $-$ indicano la polarità della tensione ai capi del condensatore.

Il temporizzatore è del tipo a scarica. Sia E la tensione continua di alimentazione del circuito, ottenuta in modo qualsiasi, generalmente a partire dalla rete.

Supponiamo per fissare le idee che E sia uguale a 200 V, $C = 5 \mu\text{F}$ e $R = 50 \Omega$.

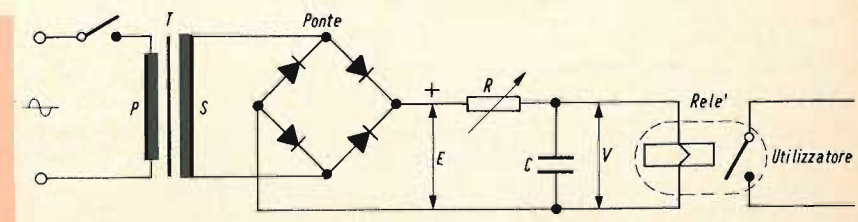


Fig. 6 - Circuito temporizzatore che utilizza la scarica del condensatore.

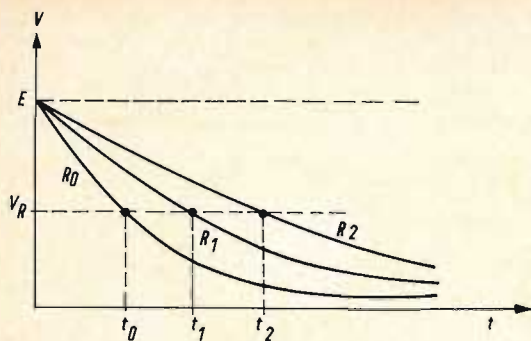


Fig. 7 - Curve di scarica del condensatore per diversi valori di R.

Dopo di ciò si preme sul pulsante B e si avrà l'inversione dei contatti. Il condensatore C è collegato al polo positivo dell'alimentatore per mezzo di R_1 , da 50 Ω mentre l'altra estremità di C è collegata al polo negativo dell'alimentatore, dunque C si carica rapidamente attraverso R, perché la costante di tempo $R_1 C$ è bassa.

In effetti si ha $R_1 C = T = 50,5 = 270 \mu s.$ o 0,25 ns.

Di conseguenza si può rilasciare il pulsante B immediatamente cosa questa che rimette il commutatore nella posizione di riposo. Il condensatore C si scarica nella resistenza R e si vede che la tensione ai capi di R è orientata con il — dal lato di griglia e il + dal lato opposto di R, corrispondente al punto di R_k collegato a R.

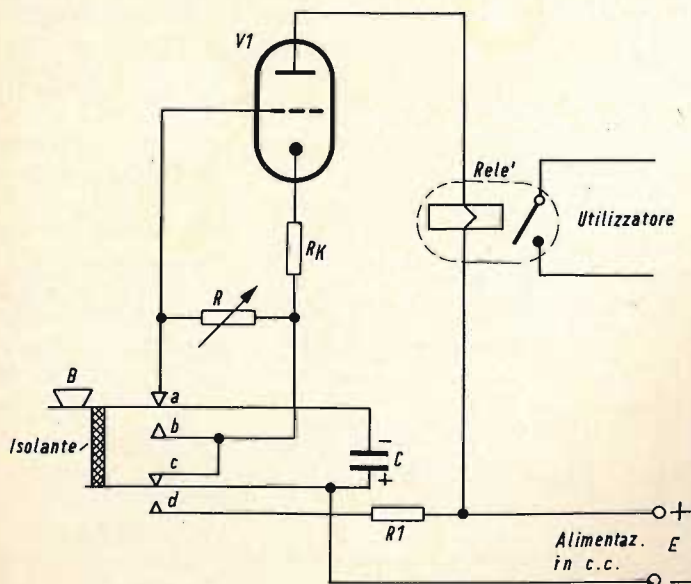


Fig. 8 - Circuito temporizzatore equipaggiato di un triodo.

La tensione ai capi di R è di conseguenza una tensione di polarizzazione negativa di griglia. Nel momento del rilascio del pulsante, questa tensione è al valore massimo della tensione di carica di C ed essa supera largamente la tensione di bloccaggio o di interdizione (annullamento della corrente di placca) dunque la valvola è bloccata, nessuna corrente passa dall'avvolgimento del relé e questo non è più eccitato.

La scarica di C su R ha inizio, la tensione di polarizzazione ai capi di R diminuisce e all'inizio di un certo tempo t_0 , essa diventa inferiore alla tensione di blocco. La valvola si sblocca, la corrente inizia ad attraversare la bobina del relé. Fintantoché la tensione di polarizzazione è al di sopra di un certo valore, la corrente anodica è troppo bassa per azionare il relé. All'inizio di un tempo t_1 , la tensione diventa sufficientemente bassa perché la corrente anodica abbia raggiunto il valore che permette l'eccitazione del relé.

La durata della temporizzazione è $t_0 + t_1$.

Vediamo ora qualche esempio numerico di questo fenomeno.

La valvola è alimentata con 200 V e il relé è azionato a partire da una corrente di 5 mA. Questa corrente è così quella anodica; essa corrisponde nel caso del-

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A.

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

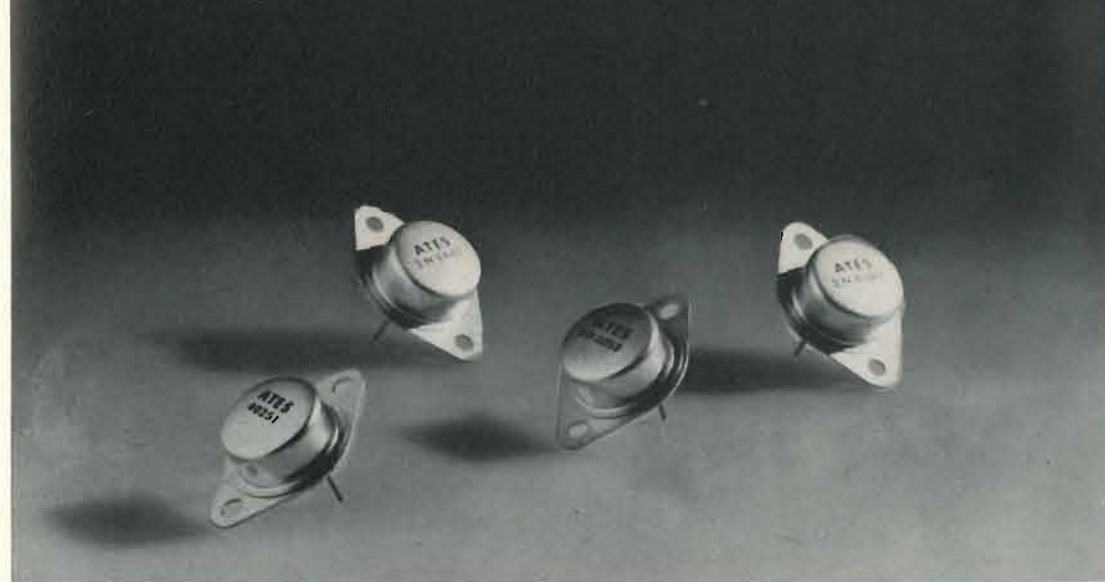
ATES

TRANSISTORI DI ALTA POTENZA AL SILICIO

Tipo	V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	I_C max (A)	h_{FE}	P_T (W)	T_S (°C)	T_J (°C)	θ_{j-c} (°C/W)	Cassa
2N 3055	100	60	15	20 - 70 (4V, 4A)	117	-65 +200	200	1,5	TO-3
2N 3442	160	140	10	20 - 70 (4V, 3A)	117	-65 +200	200	1,5	TO-3
2N 4347	140	120	5	20 - 70 (4V, 2A)	100	-65 +200	200	1,5	TO-3
40251	50	40	15	15 - 60 (4V, 8A)	117	-65 +200	200	1,5	TO-3

ASSOLUTAMENTE LIBERI DA ROTTURA SECONDARIA

SICURO
ECONOMICO
HOMETAXIAL



la valvola scelta a una polarizzazione di -7 V della griglia rispetto al catodo. In questo caso il pulsante B è premuto, la tensione ai capi di C è di 200 V ed il condensatore è caricato. La valvola è bloccata.

Quando il pulsante viene rilasciato, la tensione ai capi di C (dunque la tensione di polarizzazione di griglia) diminuisce lentamente. Essa raggiunge -12 V fra griglia e catodo, tensione di interdizione della valvola, all'inizio di un certo tempo di scarica.

La tensione fra griglia e catodo è data dalla somma:

$$E_{GK} = E_c + R_k I$$

dove E_{GK} è la tensione fra il catodo e la griglia, E_c la tensione ai capi del condensatore e I la corrente catodica o anodica, essendo queste due correnti uguali in un triodo.

La resistenza R_k deve avere un valore di 400 Ω . La corrente di funzionamento del relé è di 5 mA, la tensione E_{GK} deve essere di 7 V in valore assoluto. La re-

lazione allora diventa:

$$7 = E_c + 400 \cdot 0,005 \text{ V}$$

quindi si ricava E_c e si ha

$$E_c = 7 - 2 = 5 \text{ V}$$

Il problema si rifà al calcolo del tempo t necessario perché il condensatore C di 5 μ F si scarichi da 200 V a 5 V. La formula di scarica di un condensatore si scrive come segue:

$$t = RC \log E/V \quad (5)$$

Se prendiamo $R = 5 \text{ M}\Omega$, $C = 5 \mu\text{F}$, $E/V = 200/5 = 40$ si avrà:

$$t = 25 \log 40 \text{ s}$$

e siccome il logaritmo neperiano di 40 è 3,68 si avrà

$$t = 92 \text{ s.}$$

È chiaro dalla formula 5 che se si fa variare R si avrà una variazione proporzionale di t . Così se $R = 10 \text{ M}\Omega$, la durata della temporizzazione sarà duplicata, se $R = 1 \text{ M}\Omega$ t sarà ridotto a 18 s circa.

(Da « Le Haut-Parleur » 1207)

L'ELETTRONICA RICHIEDE CONTINUAMENTE
NUOVI E BRAVI TECNICI

frequentate anche voi la **SCUOLA DI TECNICO ELETTRONICO**

(elettronica industriale)

Col nostro **corso per corrispondenza** imparerete rapidamente con modesta spesa. Avrete l'assistenza dei nostri Tecnici e riceverete **GRATUITAMENTE** tutto il materiale necessario alle lezioni sperimentali.

Chiedete subito l'opuscolo illustrativo gratuito a:

ISTITUTO BALCO

Via Crevacuore 36/12 10146 TORINO

OSCILLATORI A RILASCIO

**L'ABC DELLA
ELETTRONICA**

Il parte

Continuando la nostra trattazione sugli oscillatori a rilascio, ci occupiamo questa volta dei circuiti che danno in uscita un segnale a dente di sega, quindi prenderemo in considerazione il calcolo degli elementi e per terminare daremo qualche notizia sui circuiti a transistor.

Ci occuperemo ora di un oscillatore bloccato che fornisce un dente di sega. Vi sono due metodi per ottenere un dente di sega partendo dal circuito di fig. 1. Si possono usare gli impulsi positivi della tensione E_g per comandare una valvola di scarica che sarà bloccata durante il periodo parziale T_a .

L'utilizzazione della valvola di scarica è riportata in seguito.

Il secondo metodo permette di ottenere dei denti di sega direttamente dal circuito di fig. 1. È sufficiente disporre in serie con il primario una resistenza R_p e montare un condensatore C_p fra la massa e il punto comune di R_p e di P (vedere fig. 2).

Il funzionamento si deduce da quello del circuito primitivo di fig. 1 ed è rappresentato dalle curve di fig. 3. Le tensioni E_g ed E_{Lg} conservano lo stesso andamento. Quelle del circuito anodico prendono la forma dei denti di sega a causa del carico C_p attraverso R_p .

In effetti, durante il tempo T_a , la valvola è bloccata e C_p si carica. Durante il periodo parziale T_r , lo spazio placca catodo

è conduttore e C_p si scarica. La tensione nel punto M è sempre inferiore a E_b .

Calcolo degli elementi

Tenendo conto del funzionamento del circuito che può essere verificato con l'aiuto di un oscilloscopio si possono stabilire delle relazioni fra le grandezze che

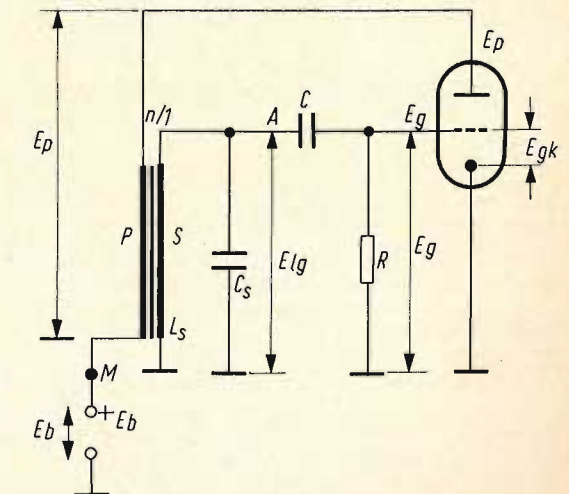


Fig. 1 - Esempio di circuito oscillatore bloccato a valvole.

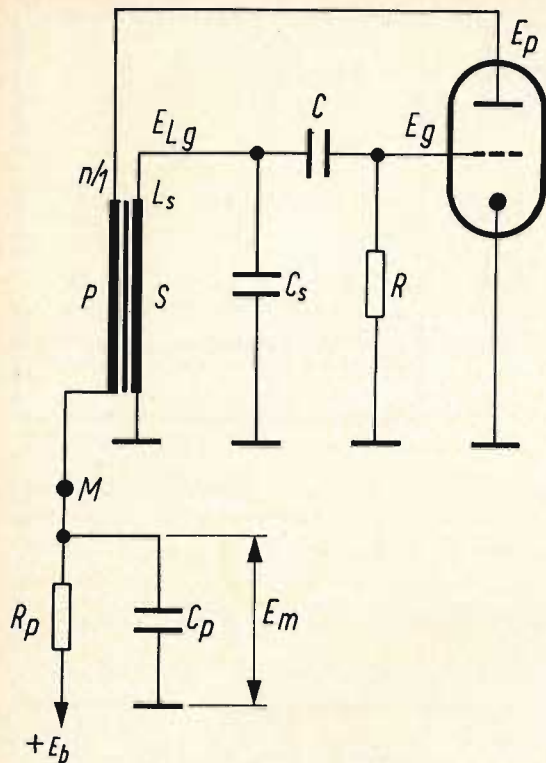


Fig. 2 - Circuito oscillatore bloccato modificato.

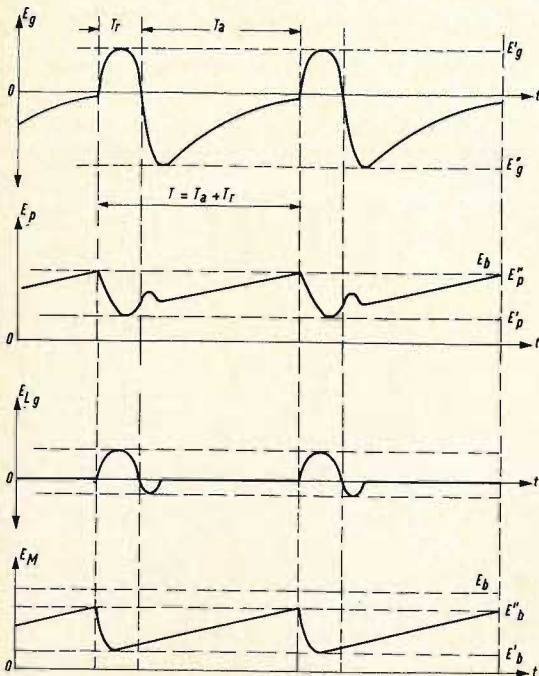


Fig. 3 - Curve di risposta del circuito oscillatore.

variano e ricavare da queste relazioni delle formule pratiche.

In primo luogo, si controlla che il periodo parziale T_r abbia circa la durata di un semiperiodo della sinusoide in cui la frequenza sarà quella dell'oscillazione sinusoidale e considerando L_s e C_s come elementi del circuito di sintonia, si avrà:

$$T_r = \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (1)$$

D'altra parte, per il periodo parziale più lungo T_a si ottiene la formula:

$$T_a = 2,3 RC \log \frac{2 n \mu \sqrt{L_s C_s}}{(n + 1) C R_{kg}} \quad (2)$$

dove il logaritmo è decimale, $R - C - L_s - C_s$ sono degli elementi del circuito (fig. 1) e R_{kg} è la resistenza fra griglia e catodo; n è il rapporto del trasformatore e μ il coefficiente di amplificazione del triodo. Il metodo di calcolo è allora il seguente:

Si deve conoscere μ , E_b , T_a , T_r , R_{kg} . Dalla formula (1) si ricava il prodotto $L_s C_s$.

La formula pratica seguente permette di calcolare approssimativamente la capacità:

$$C_s = T_r / 2 \pi^2 10000$$

quindi

$$L_s = T_r 2 / \pi^2 C_s$$

Il rapporto n si determina in modo sperimentale, generalmente esso è superiore a 1 e inferiore a 5.

Il valore di R_{kg} è indicato dalle curve $I_g - E_g$ della valvola. Se R_{kg} è variabile, si deve prendere un valore medio. Di solito il suo valore è dell'ordine di 1000Ω . Il valore di R è dell'ordine di $1 M\Omega$. Il prodotto RC è dell'ordine di 10^{-4} secondi nel caso $f = 1/T = 15 \text{ kHz}$ e in modo generale RC è dell'ordine di $1/f$.

Se $f = 50 \text{ Hz}$ e se $C = 0,1 \mu\text{F}$, R vale $10^7/50 = 200 \text{ k}\Omega$ circa.

Circuiti pratici

Gli oscillatori bloccati possono essere seguiti da amplificatori di tensione o da amplificatori di potenza.

Nel loro impiego in TV bianco e nero o TV a colori, se l'oscillatore adottato è un



Fig. 4 - Esempio di circuito pratico utilizzato in televisione.

oscillatore bloccato, la sua tensione di uscita a dente di sega sarà amplificata da una valvola di potenza di cui si utilizzerà la corrente di uscita a dente di sega per la scansione verticale. Un esempio di circuito di questo genere è dato dallo schema di fig. 4.

Si utilizza una valvola V_1 doppio pentodo, triodo pentodo del tipo ECL 80 mentre V_2 è la valvola finale.

La forma dei segnali C e D è indicata sulla stessa figura. I segnali aventi la forma C comportano un picco di amplificazione che costituisce il segnale di sincronismo.

I segnali C sono applicati alla griglia dell'elemento triodo che è montato come separatore-tosatore di modo che solo il segnale a picchi si trovi nel circuito di placca, amplificato ed evidentemente invertito. Esso prende così la forma D. Questo è dunque un segnale negativo ed è applicato alla placca dell'oscillatore bloccato realizzato con l'elemento pentodo della valvola V_1 , collegata a triodo collegando insieme la placca e le griglie 2 e 3.

Il trasformatore-oscillatore comporta un avvolgimento di griglia shuntato da una resistenza da $47 \text{ k}\Omega$ e un avvolgimento di placca collegato al $+AT$ attraverso 500Ω .

La griglia è portata a una tensione positiva con l'aiuto del potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$ che regola la frequenza. Si deve notare che dall'estremità inferiore dell'avvolgimento di griglia partono due circuiti: il primo permette di applicare alla griglia di wehnelt del tubo a raggi catodici degli impulsi negativi destinati allo spegnimento del puntino luminoso durante il ritorno della scansione verticale. Il potenziometro da $50 \text{ k}\Omega$ regola la luminosità dello spot. Il secondo circuito è quello di uscita composto da $0,1 \mu\text{F}$, 47Ω , il potenziometro da $1 M\Omega$ e gli altri elementi RC che si vedono sullo schema.

Il potenziometro da $1 M\Omega$ regola l'ampiezza.

Nel circuito della valvola finale, si distingue il circuito di contro reazione che comprende una regolazione di linearità realizzata con il potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$ che dà l'accoppiamento fra il circuito di placca e quello di griglia.

Valvola di scarica

La valvola di scarica è un circuito che permette di ottenere dei segnali a forma di dente di sega a partire da impulsi di comando applicati alla sua griglia. Gli impulsi possono provenire da diverse sor-

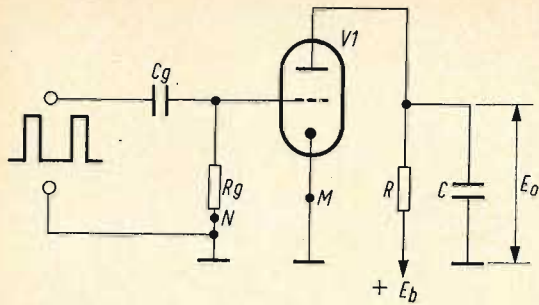


Fig. 5 - Circuito con valvola di scarica realizzato con un triodo V₁.

genti ed essere ottenuti in diversi modi, come per esempio con l'aiuto dei circuiti integratori o differenziatori.

Come si è già detto, una delle utilizzazioni della valvola di scarica è di trasformare il segnale di uscita di un oscillatore bloccato, in segnale a dente di sega.

Praticamente, questa valvola può essere disposta anche dopo un oscillatore sinusoidale, un multivibratore ecc. Per realizzare questo circuito, si utilizza un triodo V₁ (vedere fig. 5) polarizzato a riposo al di là della tensione di interdizione, dunque per il bloccaggio.

La polarizzazione può essere ottenuta con una tensione negativa applicata alla griglia o un elemento RC nel circuito catodico.

Nel circuito anodico, si mette una resistenza R e un condensatore C.

Una tensione periodica avente generalmente la forma indicata in fig. 6a è applicata alla griglia di V₁, di modo che questa valvola è bloccata durante il periodo T₂ e

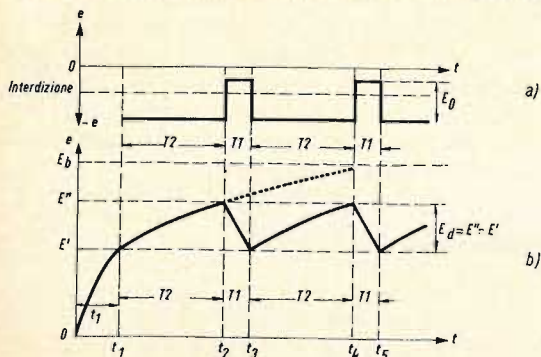


Fig. 6 - Forme d'onda rilevate sulla uscita del circuito.

si ottiene quando la tensione E₀ ha una conduttrice durante il periodo T₁. Questo si ottiene quando la tensione E₀ ha una ampiezza tale che la griglia della valvola è a una tensione inferiore all'interdizione durante i tempi T₂ e superiore durante i tempi T₁.

In queste condizioni, C si carica attraverso R e poi si scarica in R_i, resistenza interna della valvola quando questa è sbloccata.

Il dente di sega a bracci esponenziali è rappresentato in fig. 7. Generalmente R è molto maggiore di R_i.

Il periodo del segnale a dente di sega è evidentemente

$$T = T_1 + T_2$$

ed è identico a quello del segnale di comando.

Inoltre se il segnale di comando varia poco o molto, per quello che riguarda il suo periodo, non si ha la stessa cosa per quanto riguarda il segnale di uscita a dente di sega.

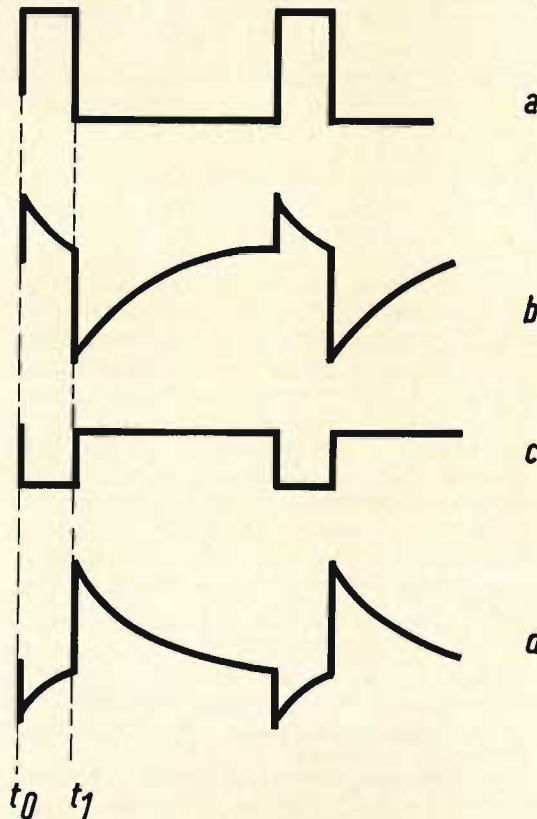


Fig. 7 - Dente di sega a bracci esponenziali (curva b).

NOVO Test

B R E V E T T A T O

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate: 50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate: Ω × 0,1 - Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 - Ω × 1 K - Ω × 10 K
REATTANZA	1 portata: da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate: da -10 dB a -70 db
CAPACITÀ	4 portate: da 0 a 0,5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
VOLT C.A.	6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
AMP. C.C.	7 portate: 25 μA - 50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate: Ω × 0,1 - Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 - Ω × 1K - Ω × 10K
REATTANZA	1 portata: da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	6 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate: da -10 dB a +70 db
CAPACITÀ	4 portate: da 0 a 0,5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600



Cassinelli & C.

20151 Milano □ Via Gradisca, 4 □ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA Mod. TA 6/N portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



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



CELLULA FOTOELETTRICA Mod. T 1 L campo di misura da 0 a 20.000 LUX



PUNTALE ALTA TENSIONE Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



TERMOMETRO A CONTATTO Mod. T 1/N campo di misura da -25 a +250

DEPOSITI IN ITALIA

BARI - Biagio Grimaldi Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM Via Cadamosto 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti Via Frà Bartolomeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi Via P. Salvo 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè C.so D. degli Abruzzi 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti C.so V. Emanuele 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe Via Osento, 25
ROMA - Tardini e E. Cereda e C. Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV
Mod. TS 140 L. 10.800 franco nostro
Mod. TS 160 L. 12.500 stabilimento

BEYSCHLAG NEGLI U.S.A.



Questo ingegnere conosce BEYSCHLAG. Per la progettazione e la costruzione di apparecchiature elettroniche di misura deve impiegare materiali di alta stabilità e di massimo affidamento.

Perciò Egli usa: resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG STANDARD, resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG HOCHSTABIL, resistenze a strato di metallo BEYSCHLAG SERIE M.

BEYSCHLAG

Fabbrica specializzata per resistenze a strato

Dr. Bernhard Beyschlag - Apparatebau GmbH
2280 Westerland/Sylt - Postfach 128

BEYSCHLAG IN TUTTO IL MONDO

L'ampiezza del segnale a dente di sega è $E_d = E'' - E'$ e la sua frequenza è di $1/T = f$.

Se la griglia è polarizzata a -6 V, per esempio, e se per questo valore, la valvola è bloccata, è evidente che l'ampiezza del segnale di comando a impulsi positivi dovrà essere dell'ordine di $+6$ V, per esempio 5 V. Quando la griglia sarà a $E_g = -6 + 5 = -1$ V la valvola sarà sbloccata e si avrà la scarica di C sulla resistenza R.

Si può constatare che la durata della scarica dipende dal valore di T_1 e quello della carica dal valore di T_2 . La salita della tensione di uscita E_d è esponenziale; perché essa sia lineare si devono determinare in maniera conveniente i valori di R e di C.

Questi valori non sono determinati in funzione della frequenza ma solamente in funzione dell'ampiezza e della linearità della tensione di uscita.

Oscillatore bloccato a transistori

Per i circuiti a valvole (vedere fig. 1) si è preso come esempio quello in cui l'accoppiamento si effettua fra griglia e placca con l'aiuto di un trasformatore oscillatore. Questo è il circuito più noto.

Al contrario con i transistori, i tre circuiti di blocco sono anche utilizzati: quello a emettitore comune in cui l'accoppiamento si effettua fra base e collettore; quello a base comune con l'accoppiamento fra emettitore e collettore e infine quello a collettore comune in cui l'accoppiamento si effettua fra emettitore e base.

I transistori possono essere al germanio o al silicio, di tipo PNP oppure NPN.

Quando la tensione di uscita dell'oscillatore bloccato a transistori deve essere applicata a un transistor di potenza, è spesso utile intercalare fra l'uscita dell'oscillatore bloccato e l'ingresso del transistor di potenza, un transistor intermedio chiamato pilota che servirà da separatore e da adattatore di impedenza, impedendo la variazione del funzionamento dell'oscillatore bloccato dovuta alla bassa impedenza d'ingresso del transistor di potenza.

(Da «Le Haut-Parleur» 1149)

Ci occuperemo in questo articolo dei difetti dovuti a immagini chiare e soggette a dissolvenze intermittenti, immagini plastiche, a regolazioni difettose della luminosità e alle variazioni della frequenza immagine.

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

GUASTI PROBABILI NEI TELEVISORI

Come primo caso prenderemo in considerazione una immagine che diventa sbiadita e si dissolve con intermittenze.

Per cominciare, l'immagine appare normale, ma in seguito, in modo irregolare e soprattutto quando si dà qualche colpetto sul mobile, l'immagine diventa sbiadita e si dissolve e resta così, senza che altri colpi la facciano ritornare al suo aspetto normale. Se, in queste condizioni, si riporta a zero la manopola del contrasto, e si aumenta poi progressivamente, si vede all'inizio un aumento della luminosità, poi una apparizione brusca dell'immagine, quasi normale. Infine si constata che, anche quando l'immagine è dissolta e sbiadita, essa resta perfettamente stabile ma che la parte sinistra delle superfici nere è molto più sbiadita della parte destra.

Si è finito per scoprire che il condensatore da $0,47 \mu\text{F}$, posto fra la finale video e il cinescopio (C₁ di fig. 1) era molto sensibile ai piccoli contatti. Un esame più approfondito ha mostrato che esso si interrompeva in modo intermittente e non presentava allora che una capacità da 20 a 30 pF.

Immagine plastica

L'immagine di questo televisore è affetta da una specie di plasticità, si manifesta con una ripetizione o una sfumatura, dei bordi di destra delle barre verticali, quando la prova si effettua con l'aiuto di uno specchio. La verifica degli stadi R.F. e F.I. (il televisore non ha alcun sistema di C.A.G.) non dà dei risultati come si può vedere dalla curva di risposta globale.

Si è fatto ricorso in seguito a una prova con segnali rettangolari, applicati alla

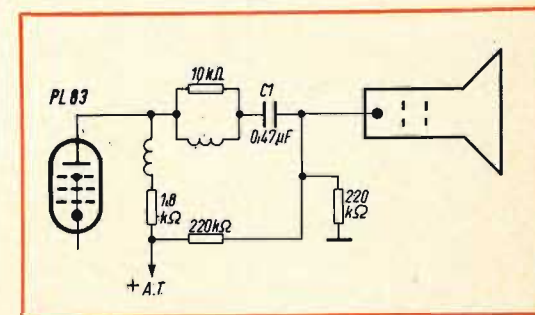


Fig. 1 - Una immagine sbiadita e dissolvente può essere dovuta all'interruzione di un condensatore come C₁.

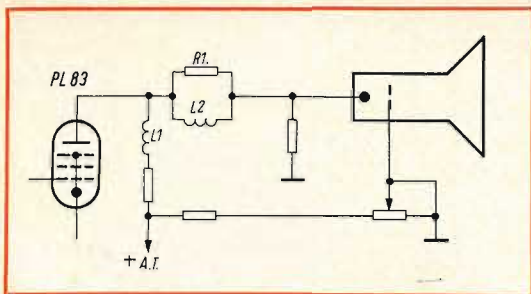


Fig. 2 - Un valore troppo elevato di una resistenza come R_1 può provocare una immagine « plastica ».

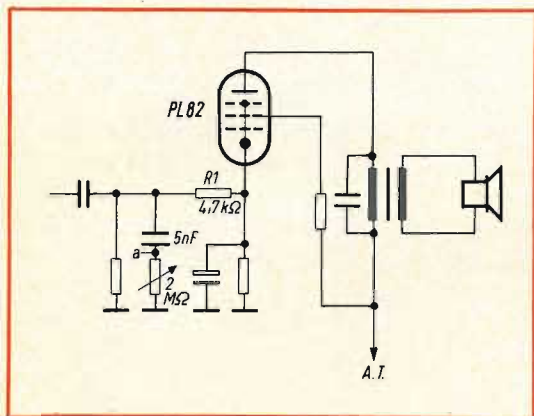


Fig. 3 - Una resistenza come R_1 è spesso utile per impedire a uno stadio di bassa frequenza di oscillare.

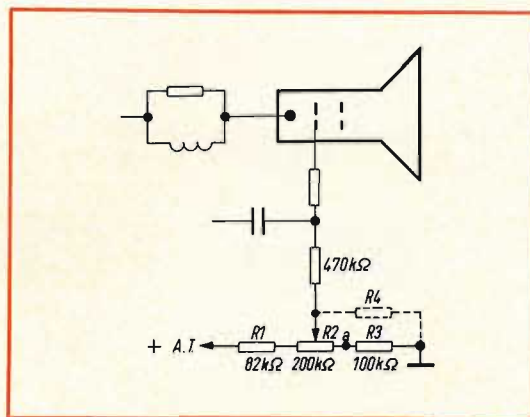


Fig. 4 - Un potenziometro difettoso (R_2) può provocare una luminosità eccessiva e agire sulle dimensioni dell'immagine.

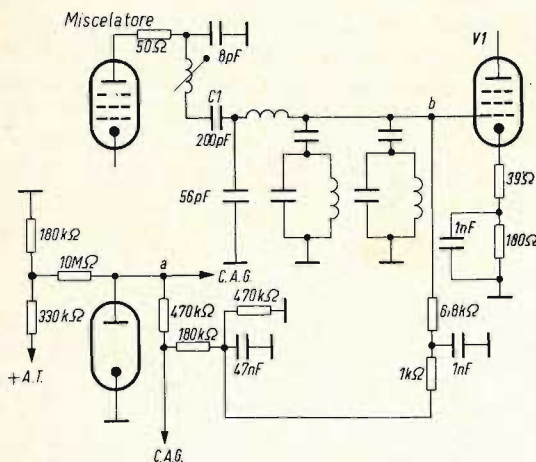


Fig. 5 - Una fuga in un condensatore come C_1 può generare un notevole ronzio.

griglia dello stadio video, il diodo rivelazione era stato dissaldato. L'esame all'oscilloscopio dei segnali in diversi pun-

ti, fra l'anodo della valvola finale video e il catodo del cinescopio, mostra che il segnale è fortemente deteriorato sul catodo (C), ma praticamente intatto sullo anodo (A) (fig. 2).

Un esame più approfondito fa scoprire un aumento considerevole del valore della resistenza R_1 che shunta la bobina di correzione L_2 . Quando il valore di questa resistenza non ci è nota, è bene provare diversi valori compresi fra 2,7 e 10 kΩ circa.

Immagine macchiata

L'immagine è disturbata da macchie permanenti, che sembrano quindi dipendere, in una certa misura, dalla modulazione B.F., il suo aspetto cambia un po' durante gli intervalli di silenzio. In confronto con le trame fornite con le linee dette di definizione, si pone la frequenza della perturbazione verso 2-2,5 MHz. Questo si fa fino a quando si scopre che questo difetto sparisce quando si mette il regolatore di tono sulla posizione « bassi » vale a dire il cursore del potenziometro in **a** (fig. 3). Sostituendo la valvola PL82, si vede sparire il difetto e si conclude che la valvola stessa era la causa delle oscillazioni parassite.

Da notare che, nel caso presente, la sostituzione della valvola PL82 non è stata necessaria, e che è stato sufficiente introdurre una resistenza come R_1 da 4,7 kΩ nel suo circuito di griglia.

Bloy

UT/523



Soprammobile. Cinescopio da 23" - 110° autoprotetto tipo «Alluminated Single Bond». 38 funzioni elettroniche. Telaio orizzontale, per una facile manutenzione, a due circuiti PCB separati. Gruppo VHF a dodici posizioni con circuito di ingresso tipo «Neutrode» a bassissimo fruscio ed elevata sensibilità. Gruppo UHF a sintonia continua con due mesatransistor. Prese per antenne esterne. Commutazione istantanea per la ricezione del 1° e 2° canale. Controllo automatico di sensibilità. Elevata finezza di dettaglio. Controllo di tono. Circuito audio di tipo speciale con altoparlante frontale. Con vetro speciale antiriverbero di nuova concezione che consente una visione nitida e riposante. Potenza d'uscita: 3 W. Alimentazione: in corrente alternata - 220 V - 50 Hz. Dimensioni: 670 x 350 x 470.

La regolazione della luminosità agisce sulle dimensioni dell'immagine

Il guasto di questo televisore causa una impossibilità di regolare convenientemente l'altezza dell'immagine e la luminosità, in quanto la regolazione di quest'ultima reagisce sulle dimensioni. All'esame pratico si è constatato che la luminosità era eccessiva e non si poteva diminuire in modo sufficiente. Inoltre, all'inizio di certi tempi, le dimensioni dell'immagine aumenteranno molto, mentre la luminosità sparirà, questo fenomeno coincide con l'abbassamento della E.A.T. come ci si è potuto rendere conto misurandola. La corrente catodica del cinescopio è allora di 0,5 mA.

Verificando il circuito di regolazione della luminosità (fig. 4) si constata che il cursore del potenziometro R_2 non arriva a zero alla estremità *a*, e che resta sempre una resistenza dell'ordine di 100 k Ω , molto instabile, ma che non sparisce mai. Se non si vuole sostituire il potenziometro, ci si può accontentare di mettere una resistenza come R_4 fra il cursore e la massa, resistenza il cui valore sarà determinato sperimentalmente, fra 20 e 40 k Ω .

Soffio notevole

Un soffio molto marcato, chiamato anche « effetto neve » influenza l'immagine. Si pensa subito al cavo e alla presa d'antenna ma da quel lato è tutto a posto. La sostituzione del doppio triodo ECC189 dello stadio « cascode » d'ingresso non ha alcun risultato.

Si procede a qualche misura e si nota che la tensione di C.A.G. è elevata in modo anormale sul cascode (— 4 V circa) e bassa sul primo stadio F.I. (— 1 V). Ora, in condizioni normali, e con un segnale di ingresso di 1 mV circa, si deve trovare — 2 V al cascode (punto a) e — 4 V sul primo stadio F.I. (punto b) (fig. 5).

Il selettore di canali in seguito viene poi scollegato e l'amplificatore F.I. provato da solo, con l'aiuto di uno specchio. Il suo comportamento si è rilevato del tutto normale e si è constatato che le tensioni di C.A.G. sono ritornate normali. Questo ha riportato le ricerche verso gli elementi di collegamento fra il selettore e l'amplificatore F.I., dove si è scoperto

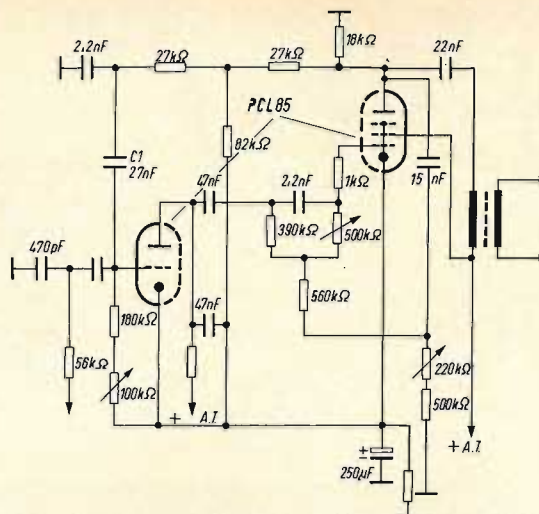


Fig. 6 - Il condensatore C_1 agisce sulla frequenza di scansione verticale.

un condensatore di collegamento (C_1), che presenta una fuga elevata: con lo ohmmetro, si è misurato circa 200 k Ω .

Variazione della frequenza immagine

Poco tempo dopo la messa sotto tensione appare una tendenza alla instabilità verticale. L'immagine scorre più volte verso il basso e dopo qualche minuto non è più possibile renderla stabile con il potenziometro corrispondente, anche per un tempo molto breve. Lo schema di fig. 6 mostra la struttura della base dei tempi di riga del televisore in esame: una PCL85 è utilizzata come multivibratore e anche come tubo finale.

La sostituzione della PCL85 non dà alcun risultato e tutte le tensioni sembrano normali. Si pensa allora alla possibilità di variazione di un valore soprattutto capacità, in funzione della temperatura, e si procede a delle prove di riscaldamento artificiale con l'aiuto di un saldatore avvicinato successivamente a ciascun condensatore. Si localizza così la capacità « sensibile » C_1 della fig. 5, che è un condensatore « ceramico ». Si sostituisce con un condensatore in styroplex e tutto ritorna normale.

Si deve notare che al posto di scaldare i condensatori, si può raffreddarli, semplicemente con il contatto delle dita. In questo modo si capisce immediatamente quello che è sensibile a questo contatto.

(Da « Radio Constructeur » 1969)

CARATTERISTICHE DEI TRANSISTOR ATES PER APPLICAZIONI CIVILI

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

Nel n. 8 (Agosto) 1969 di questa rivista sono state pubblicate le caratteristiche dei transistor « Ates » per applicazioni industriali e professionali. Le tabelle che seguono, relative ai semiconduttori per usi civili, completano tutti i tipi di questa fabbrica.

1. Transistor NPN al silicio per applicazioni radio e TV.

Tipo	V_{CBO} (V)	I_C max (mA)	T_j (°C)	P_T (1) (mW)	f_T (MHz)	h_{FE}	Case
BF 177	100	50	175	800	120	> 30	TO-39
BF 260	45	50	175	150	700	70	TO-72
BF 261	40	50	175	150	700	70	TO-72
BF 302	40	50	175	150	600	35-120	TO-72
BF 303	40	50	175	150	550	100-210	TO-72
BF 304	40	50	175	150	550	35-120	TL-72
BF 305	150	50	175	800	100	> 20	TO-39
BF 306	45	50	175	250	500	> 39	TO-72

(1) - $T_{amb.} = 25^\circ C$.

2. Transistor PNP Mesa al germanio per TV.

Tipo	V_{CBO} (V)	I_C max (mA)	T_j (°C)	P_T (mW)	f_T (MHz)	h_{FE}	Case
AF 106	— 25	— 10	90	60 (1)	220	> 25	TO-72
AF 109R	— 20	— 10	90	60 (1)	260	> 20	TO-72
AF 139	— 22	— 10	90	60 (1)	550	> 10	TO-72
AF 200	— 25	— 10	90	225 (2)	TV-IF	> 25	TO-72L
AF 201	— 25	— 10	90	225 (2)	TV-IF	> 25	TO-72L
AF 202L	— 32	— 30	90	225 (2)	TV-IF	> 25	TO-72L
AF 239	—	— 10	90	60 (1)	700	> 10	TO-72
AF 239S	—	— 10	90	60 (1)	780	> 10	TO-72

(1) - a $T_c \leq 66^\circ C$. (2) - a $T_c \leq 45^\circ C$.

3. Transistor PNP drift-field, al germanio, per radio.

Tipo	V _{CBO} (V)	I _c (max) (mA)	T _j (°C)	P _T (1) (mW)	h _{FE}	f _L (MHz)	Case
AF 166	-20	-10	90	85	130	0,45-10,7	TO-44
AF 170	-20	-10	90	85	130	osc. 1,5	TO-44
AF 172	-20	-10	90	85	140	IF 0,45	TO-44

(1) - T_{amb.} = 25 °C.

4. Transistor epitassiali planari al silicio per piccoli segnali.

Tipo	V _{CBO} (max) (V)	V _{CEO} (max) (V)	I _c (max) (A)	P _T (1) (mW)	f _T (MHz)	h _{FE} (2)	Case
BC 107	50	45	0,2	300	150	125-500	TO-18
BC 108	30	20	0,2	300	150	125-900	TO-18
BC 109	30	20	0,2	300	150	240-900	TO-18
BC 267	50	45	1,0	375	150	125-500	TO-18
BC 268	30	20	1,0	375	150	125-900	TO-18
BC 269	30	20	1,0	375	150	240-900	TO-18
BC 270	20	20	1,0	375	150	50-900	TO-18
BC 271	25	25	—	300	175	100	TO-18
BC 272	45	45	—	300	175	125	TO-18
BC 297P	-50	-45	-0,2	220	150	125-500	TO-28 (plastic)

N.B. - T_j per tutti i transistor = 175 °C. (1) - a 25 °C. (2) - a 1 kHz per piccoli segnali.

5. Transistor al germanio (lega) per applicazioni audio.

Tipo	V _{CBO} (V)	V _{CEO} (V)	I _c (mA)	P _T (1) (mW)	I _{CB0} max (μA)	a V _{CB} (V)	h _{FE}	Case
AC 138	-32	-20	-1200	720 (2)	-14	-12	30-250 (3)	TO-1
AC 138H	-50	-30	-1200	720 (2)	-14	-12	30-250 (3)	TO-1
AC 139	-32	-20	-1000	720 (2)	-14	-12	40-160 (4)	TO-1
AC 141	32	18	1200	720 (2)	14	12	40-160 (4)	TO-1
AC 141B	25	15	1200	720 (2)	14	12	30-250 (3)	TO-1
AC 141H	50	25	1200	720 (2)	14	12	40-110 (4)	TO-1
AC 141K	32	18	1200	860 (2)	14	12	40-160 (4)	Prismatic
AC 141HK	50	25	1200	860 (2)	14	12	40-110 (4)	Prismatic
AC 142	-32	-20	-1200	720 (2)	-14	-12	40-160 (4)	TO-1
AC 142H	-50	-30	-1200	720 (2)	-14	-12	40-110 (4)	TO-1
AC 142K	-32	-20	-1200	860 (2)	-14	-12	40-160 (4)	Prismatic
AC 142HK	-50	-30	-1200	860 (2)	-14	-12	40-110 (4)	Prismatic
AC 191	-32	-15	-250	430 (2)	-5	-12	30-500 (3)	TO-1
AC 192	-32	-15	-250	430 (2)	-14	-12	30-500 (3)	TO-1
AC 193	-25	-15	-1000	1000 (5)	-14	-12	130-400 (4)	TO-1
AC 193K	-25	-15	-1000	1000 (5)	-14	-12	130-400 (4)	Prismatic
AC 194	25	15	1000	1000 (5)	25	10	130-400 (4)	TO-1
CA 194K	25	15	1000	1000 (5)	25	10	130-400 (4)	Prismatic

(1) - a 25 °C. (2) - con dissipatore di calore da 12,5 cm². (3) - a 1 kHz. (4) - per V_{CB} = 0 e I_E = 400 mA. (5) - T_c = 50 °C.

6. Transistor di media potenza al silicio, planari epitassiali.

Tipo	V _{CBO} (V)	V _{CEO} (V)	V _{EBO} (V)	I _c (A)	T _j (°C)	P _T (1) (W)	f _T (MHz)	h _{FE}	Case
BC 300	120	80	7	1	175	6	120	40-240	TO-39
BC 301	90	60	7	1	175	6	130	40-240	TO-39
BC 303	-90	-65	-7	-1	200	7	> 60	> 40	TO-39

(1) - a 25 °C.

7. Transistor di potenza NPN al silicio a giunzione.

Tipo	V _{CBO} (V)	V _{CEO} (V)	V _{EBO} (V)	I _c (A)	I _B (A)	T _j (°C)	P _T (1) (W)	f _T (MHz)	h _{FE}	Case
2N 3055	100	60	7	15	7	200	117	1,3	20-70	TO-3
2N 3442	160	140	7	10	7	200	117	—	20-70	TO-3
BD 141	140	120	7	8	5	200	117	—	20-70	TO-3
BD 142	50	40	5	15	7	200	117	1,3	35	TO-3
AT 605	400	250	6	4	—	150	50	—	20	TO-3
AT 620	90	55	7	4	2	200	29	1,3	25-100	SOT-9

(1) - a T_c ≤ 25 °C.

8. Transistor di potenza al germanio, PNP, in lega.

Tipo	V _{CBO} (V)	V _{CEO} (V)	I _c (A)	T _j (°C)	P _T (1) (W)	h _{FE}	Case
AD 142	-80	-50	-10	100	30	30-170	TO-3
AD 143	-40	-25	-10	100	30	30-170	TO-3
AD 145	—	-15	-10	100	30	30-170	TO-3
AT 630	-80	-50	-4	100	6	45	SOT-9

(1) - T_c ≤ 55 °C; al disopra di 55 °C calcolare 0,666 W/°C, tranne che per il tipo AT 630.

9. Transistor PNP al germanio per Hi-Fi.

Tipo	V _{CBO} (V)	V _{CEO} (V)	I _c (A)	T _j (°C)	P _T (1) (W)	f _T (MHz)	h _{FE}	Case
AL 100	-130	-60	-10	100	30	4	40-250	TO-3
AL 102	-130	-60	-6	100	30	4	40-250	TO-3
AL 103	-100	-40	-6	100	30	3	40-250	TO-3

(1) - T_c ≤ 55 °C; per temperature superiori calcolare 0,666 W/°C.

10. Transistor PNP al germanio per deflessione TV.

Tipo	V _{CB0} (V)	I _C (A)	T _j (°C)	P _T (1) (W)	I _{EBO} (mA)	a V _{EB} (V)	f _T (MHz)	h _{FE}	Case
AU 106	— 320	— 10	90	5	— 200	— 2	2	15- 80	TO-3
AU 107	— 200	— 10	90	30	— 200	— 2	2	35-120	TO-3
AU 108	— 100	— 10	90	30	— 200	— 2	—	35-200	TO-3
AU 110	— 160	— 10	100	30	— 25	— 2	—	20- 90	TO-3
AU 111	— 320	— 10	90	5	— 200	— 2	2	15- 80	TO-3
AU 112	— 320	— 10	90	5	— 100	— 2	2	15- 40	TO-3

(1) - Per temperature superiori a 55°C calcolare 0,666 W/°C.
 N.B. - Tutti i tipi sono per deflessione orizzontale, tranne il tipo AU 107 che è per amplificatori verticali d'uscita.

11. Diodi al germanio per applicazioni radio e TV.

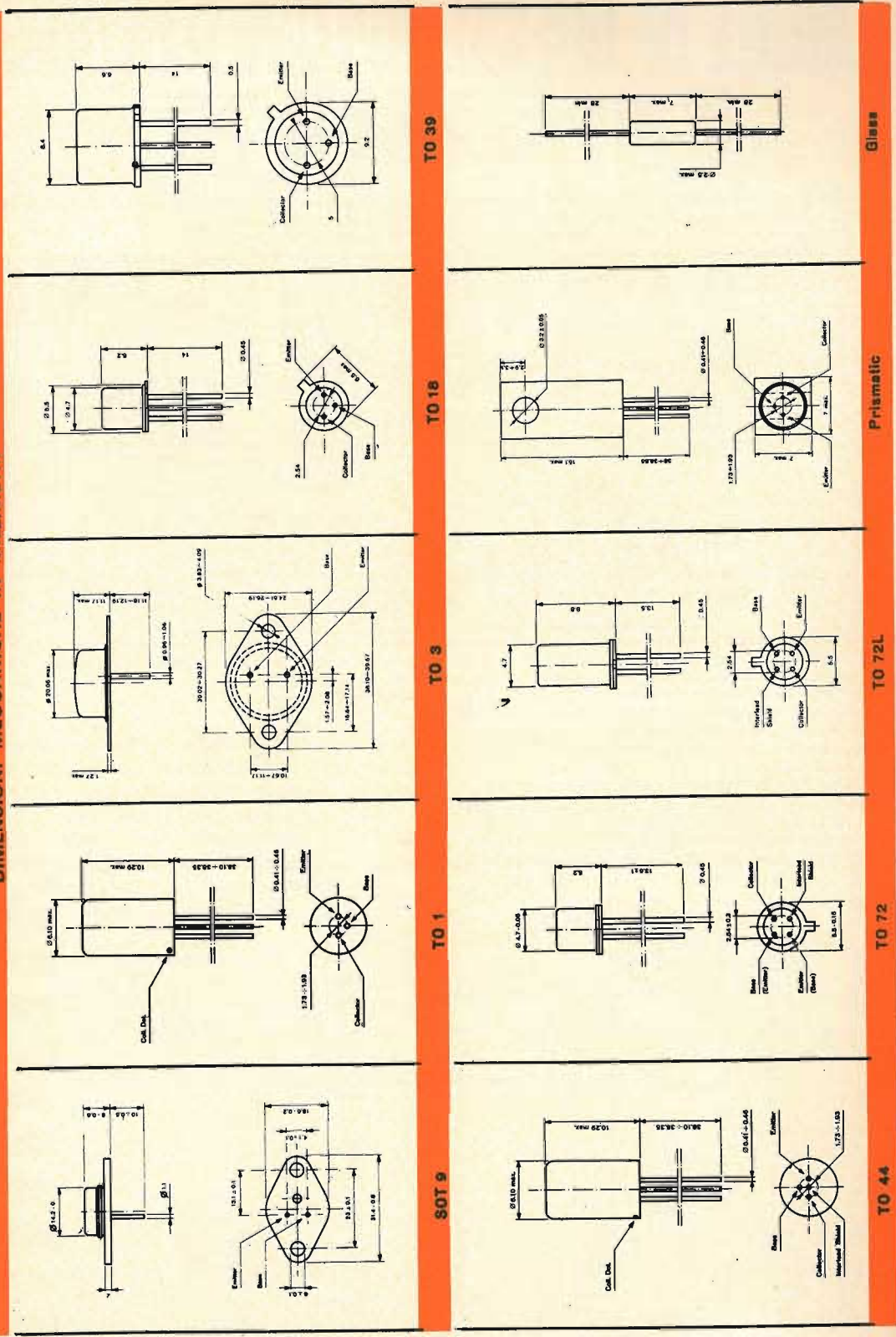
Tipo	Applicazioni	Valori max.			Caratteristiche di lavoro (T _{amb} = 25 °C)			
		V _{RM} (PIV)	I _{FM} (A)	T _j (°C)	I _F (mA)	a V _F (V)	I _R (μA)	a V _R (V)
AA 121	Rivelatore AM	25	0,03	90	> 4	1	12	2
AA 123	Rivelatore FM	18	0,04	90	> 4	1	60	10
AA 131	Smorz. per AGC	25	0,06	90	> 4	1	15	10
AY 102	Smorz. HT per TV	320	10	90	7000	≤ 0,77	1000	320
AY 103K	Smorzatore TV	200	—	90	3000	≤ 1	500	200
AY 104	Diodo di potenza	50	5	90	1000	≤ 1,5	100	50

N.B. - Il contenitore è in vetro, tranne: AY 102 (TO-3), AY 103K (Prismatic) e AY 104 (TO-1)

SIGNIFICATO DEI SIMBOLI USATI

- f_L = frequenza di lavoro
- f_T = frequenza di transizione
- h_{FE} = rapporto di trasferimento di corrente con emettitore comune
- I_B = c.c. di base
- I_C = c.c. di collettore
- I_{CB0} = corrente di cutoff collettore-base, con emettitore aperto
- I_E = c.c. di emettitore
- I_F = corrente diretta di un diodo
- I_R = corrente inversa di un diodo
- P_T = potenza totale dissipabile
- T_{amb} = temperatura ambiente
- T_c = temperatura del contenitore o « case »
- T_j = temperatura di giunzione
- V_{CB} = tensione c.c. collettore-base
- V_{CB0} = tensione collettore-base, con emettitore aperto
- V_{CE} = tensione collettore-emettitore
- V_{CEO} = tensione collettore-emettitore, con base aperta
- V_{EB} = tensione emettitore-base
- V_{EBO} = tensione collettore-base, con collettore aperto
- V_F = tensione totale diretta
- V_R = tensione continua inversa di un diodo
- V_{RM} = tensione inversa di picco di un diodo.

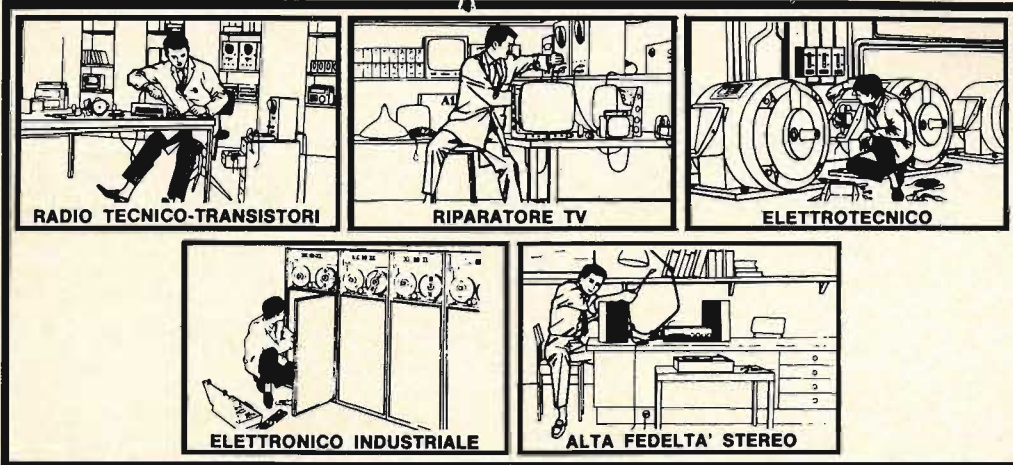
DIMENSIONI MECCANICHE IN MILLIMETRI



QUALE DI QUESTE SPECIALIZZAZIONI VI APPASSIONA DI PIU' ?

Ditelo a noi. Noi in fatto di Elettronica ed Elettrotecnica ci sappiamo fare veramente, perché siamo la Scuola Radio Elettra: la più importante Organizza-

zione Europea di Studi Elettronici ed Elettrotecnici per Corrispondenza. Noi possiamo farvi diventare:



I nostri corsi sono teorico-pratici: l'allievo cioè, riceve con le lezioni i materiali che gli consentono di creare un vero laboratorio professionale.

Inoltre, al termine di uno dei corsi, l'allievo potrà frequentare gratuitamente un periodo di perfezionamento di 15 giorni, presso i laboratori della Scuola Radio Elettra.

CHIEDERE INFORMAZIONI NON COSTA NULLA. Fate così: compilate questa cartolina col vostro nome, cognome ed indirizzo. Ritagliate la cartolina e imbucate (senza affrancarla).

Riceverete gratuitamente, e senza alcun impegno da parte vostra, le più ampie informazioni sui corsi per corrispondenza della



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/108
10126 Torino

dolci 504



(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

MITTENTE:

NOME _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____ ETA _____

INDIRIZZO _____

CITTA _____

COD. POST. _____ PROV. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY
PER PROFESSIONE O AVVENIRE

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO OI _____

108

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

IMPIEGO DEI DIODI TUNNEL PER PRODURRE IMPULSI

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

Il Parte

Dopo le considerazioni generali che abbiamo esposto nei confronti dei generatori di impulsi funzionanti con diodi tunnel, nella prima parte di questo articolo, per concludere l'argomento non ci resta che esaminare le caratteristiche circuitali e funzionali di sei esempi tipici di generatori, tutti funzionanti con l'impiego di transistori e di diodi tunnel, con possibilità di ottenere impulsi di uscita aventi una polarità ben determinata, ed inoltre con la possibilità di variane la durata a seconda delle esigenze.

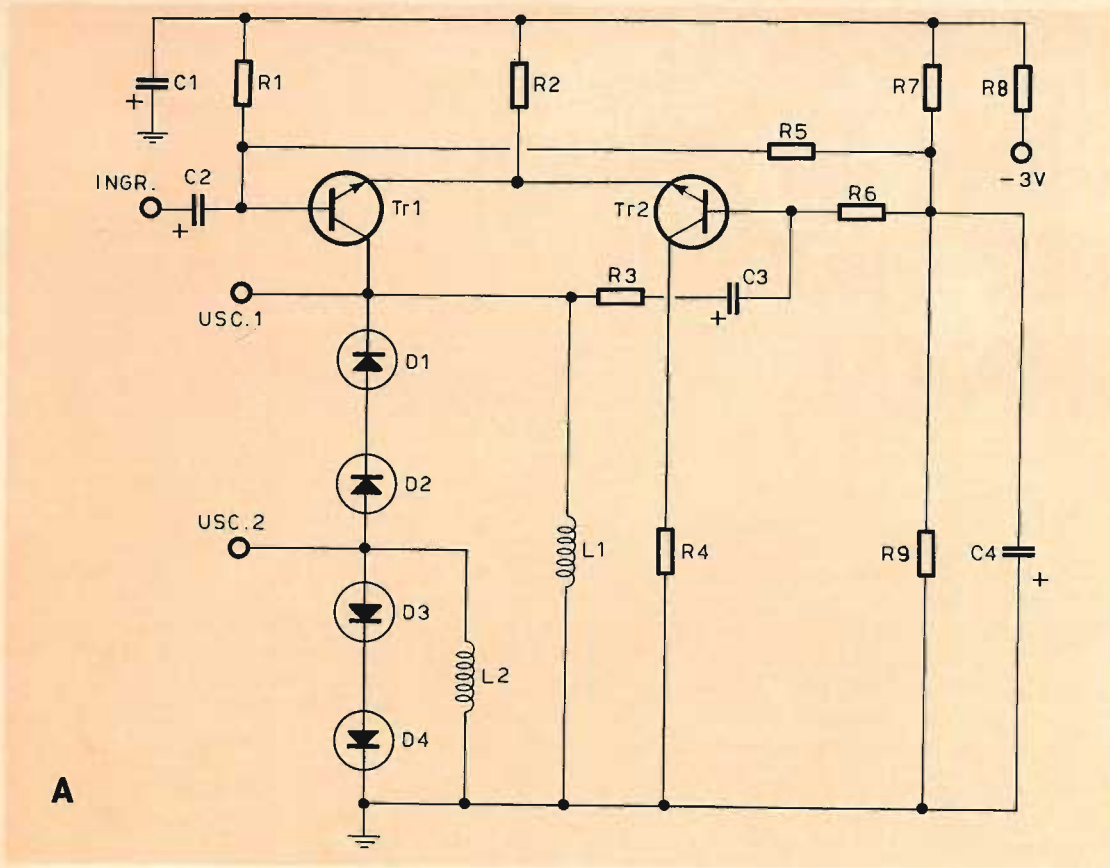
La figura 7-A rappresenta il circuito elettrico di un generatore di impulsi, impiegante questa volta ben quattro diodi tunnel del tipo TD-9, collegati tutti in serie tra loro, ma in modo tale che le due coppie risultino tra loro anche in opposizione di fase. La restante parte del circuito è sostanzialmente identica a quella illustrata nella parte precedente alla figura 6-A: tuttavia, in questo caso vengono impiegate due induttanze, L1 ed L2, per ottenere determinati valori di durata degli impulsi disponibili alle due uscite.

Osservando il grafico della figura 7-B, che illustra le caratteristiche di funzionamento di questo circuito, è possibile notare in primo luogo che al tratto ascendente di polarità positiva dell'impulso di eccitazione di ingresso, corrisponde il tratto in salita di polarità negativa degli impulsi bipolari disponibili all'uscita 1, e corrisponde anche l'inizio dell'intervallo tra un impulso e l'altro del segnale monopolare disponibile invece all'uscita 2:

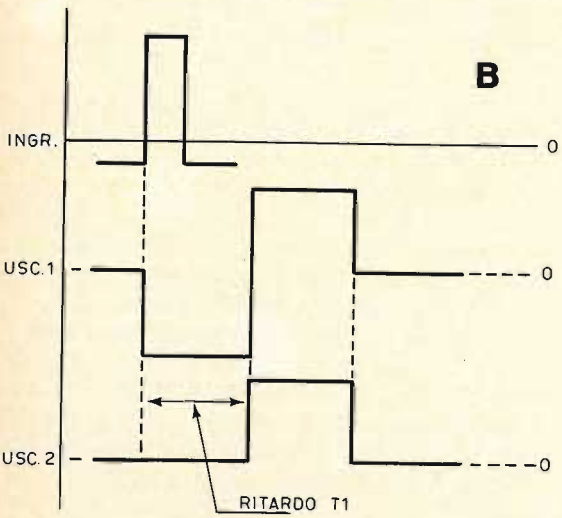
oltre a ciò, è possibile notare che tra l'alternanza negativa dell'impulso fornito all'uscita 1 e l'alternanza positiva dell'impulso disponibile all'uscita 2 esiste un ritardo, rappresentato dal simbolo T1, corrispondente esattamente alla durata dell'alternanza.

Se si applicano a questo circuito le espressioni matematiche riportate alla fine della prima parte di questo articolo, la larghezza dell'impulso risulta ridotta con un fattore pari ad 1:n, nel quale n rappresenta il numero di diodi tunnel collegati in cascata, esattamente come D1 e D2. Se D3 e D4 sono collegati in serie tra loro ed in opposizione di fase rispetto a D1 e D2, la loro resistenza dinamica R_D risulta inferiore, e — di conseguenza — la diminuzione della larghezza degli impulsi risulterà pari soltanto al 3-5 per cento per ciascun diodo.

Dal momento che la resistenza dinamica di un diodo tunnel, che sussiste quando quest'ultimo presenta la sua im-



A



B

VALORI INDICATIVI			
R1	= 68 kΩ	R9	= 7,5 kΩ
R2	= 1,2 kΩ	C1	= 60 μF
R3	= 3,9 kΩ	C2	= 2 μF
R4	= 100 Ω	C3	= 2 μF
R5	= 5,1 kΩ	C4	= 2 μF
R6	= 3,2 kΩ	Tr1/2	= 2N2639
R7	= 20 kΩ	D1/2	= TD-9
R8	= 100 Ω		

Fig. 7 - Circuito generatore a diodi tunnel, impiegante quattro diodi in serie tra loro, ed in opposizione di fase a due a due, nel circuito di collettore di Tr1. A rappresenta il circuito elettrico, e B le relazioni che intercorrono tra l'impulso di ingresso, e i due tipi di impulsi di uscita.

pedenza minore, equivale a parecchie volte il valore della resistenza alla corrente continua presentata dall'induttanza, la maggior parte della corrente I_c fornita da Tr1 per la parte restante del suo periodo di conduzione scorre attraverso l'induttanza L1. Da questa particolare condizione è possibile trarre un notevole vantaggio, collegando in opposizione di fase due soli diodi tunnel, come avremo occasione di vedere in seguito, allo scopo di ottenere la produzione di un secondo impulso di polarità opposta, negli istanti in cui Tr2 cessa di condurre in corrispondenza del tratto in discesa dell'impulso di ingresso, determinando così la cessazione del campo magnetico prodotto da L1. Ciò — a sua volta — provoca il passaggio di un impulso di corrente attraverso il secondo diodo tunnel, rendendo disponibile all'uscita il secondo impulso.

La tecnica della rivelazione di soglia, e quella che governa il funzionamento dei circuiti adatti alla produzione di impulsi, sono generalmente basate sulla disponibilità di impulsi di eccitazione, a tempo di salita assai rapido, aventi un'ampiezza pari almeno a 0,5 V. In alcuni casi, questo valore si riduce a 0,4 V quando la sensibilità di sincronismo viene predefinita al valore minimo di 0,3 V. In tal modo, si ottiene una efficace protezione nei confronti del generatore di impulsi sincronizzato, rispetto agli eventuali segnali spuri che potrebbero essere applicati all'ingresso per cause estranee al normale funzionamento; ciò impedisce l'inversione dello stato di conduzione nei due transistori dello stadio di ingresso, per cause indipendenti dagli impulsi di eccitazione applicati.

Quanto detto sopra costituisce un effetto indubbiamente benefico sulla stabilità di funzionamento dell'intero circuito, quando l'azione di commutazione viene trasmessa attraverso vari stadi. Sotto questo aspetto, risulta assai pratico attribuire un valore il più possibile ridotto alla resistenza di accoppiamento (compresa cioè tra un minimo di 1.000 ed un massimo di 3.000 Ω) come nel caso di R6 nel circuito illustrato alla figura 1-A.

Le caratteristiche circuitali del generatore di impulsi di maggiore utilità sono quelle illustrate alla figura 4-A, nella quale — come si è detto — il segnale di uscita viene retrocesso all'ingresso tramite R5 e C3. Una volta che questo tipo di generatore è stato eccitato ad opera di un impulso di ingresso di breve durata, la fase di conduzione attraverso il diodo tunnel viene mantenuta per la durata prestabilita dal valore dell'induttanza collegata in parallelo ai due diodi, così come si è già detto a proposito del grafico di figura 5.

Come è possibile notare nella rappresentazione grafica dei segnali in gioco alla figura 4-B, quando i due diodi tunnel D1 e D2 risultano collegati in opposizione di fase, un impulso negativo di ingresso commuta la corrente di collettore da Tr1 a Tr2, determinando la produzione di un impulso bipolare ai capi di D1, e di un impulso monopolare negativo ai capi di D2. Se si invertono le polarità dei due diodi D1 e D2, un unico impulso positivo risulta presente all'uscita 2, con un ritardo T1 rispetto al tratto in salita dell'impulso eccitazione. Di conseguenza, si ottiene così un'uscita a controllo ritardato, grazie al fatto che R3 isola la tensione di reazione proveniente dal collettore di Tr2 rispetto al circuito al quale viene applicato l'impulso di eccitazione di ingresso.

Per quanto riguarda il comportamento di questo circuito col variare della temperatura, entro una gamma compresa tra $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$, si può affermare che la variazione di larghezza degli impulsi prodotti può raggiungere il 20% in più o in meno rispetto alla larghezza che sussiste alla temperatura di $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Se tali variazioni non possono essere ammissibili per esigenze particolari, è però possibile aggiungere al circuito un dispositivo di compensazione termica. Un dispositivo di questo genere può consistere in una termoresistenza collegata in parallelo alla resistenza di emettitore R6 (nel circuito di figura 4-A), allo scopo di controllare l'intensità della corrente I_e . Usando una termoresistenza da 1.800 Ω, ed attribuendo ad R6 il valore di

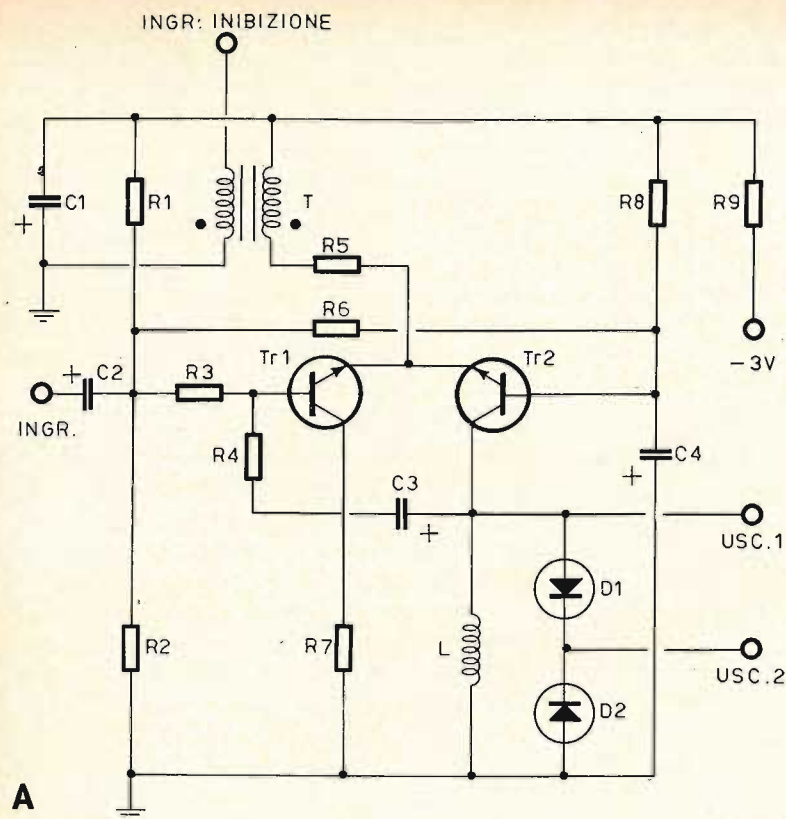
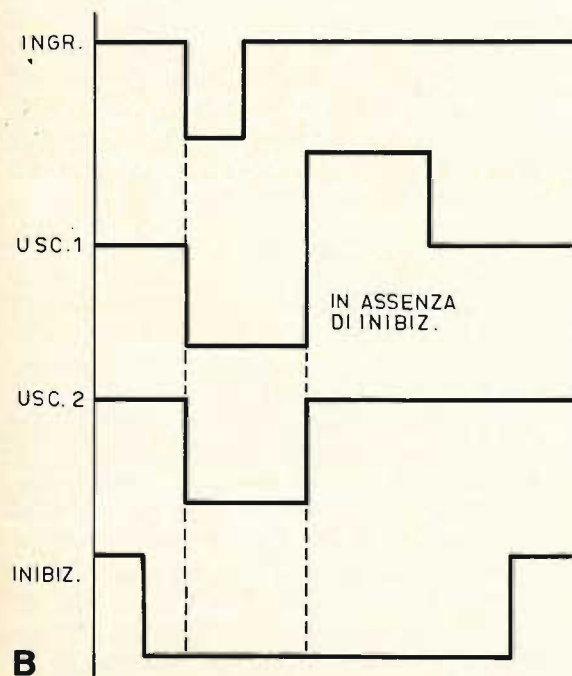


Fig. 8-A - Esempio di generatore di impulsi a diodi tunnel (A), impiegante un trasformatore polarizzato nel circuito di emettitore, per consentire l'aggiunta di un periodo di inibizione.



VALORI INDICATIVI	
R1 = 20 kΩ	R9 = 100 Ω
R2 = 7,5 kΩ	C1 = 60 μF
R3 = 3,9 kΩ	C2 = 2 μF
R4 = 3,9 kΩ	C3 = 2 μF
R5 = 1,2 kΩ	C4 = 2 μF
R6 = 5,1 kΩ	Tr1/2 = 2N2369
R7 = 100 kΩ	D1/2 = TD-9
R8 = 68 kΩ	

3.900 Ω anziché di 1.200, è possibile ridurre questa variazione di larghezza degli impulsi ad un valore compreso entro l'1% in più o in meno, entro l'intera gamma di temperature compresa tra -20 e +60 °C.

La sensibilità di soglia di eccitazione nei confronti dello stadio di ingresso costituito da Tr1 e Tr2 nel circuito di figura 1-A può variare da +2,5% con -20 °C, a -2,5% con +60 °C, rispetto

Fig. 8-B - Rappresenta le relazioni di fase tra l'impulso di ingresso, i due impulsi di uscita ed il periodo di inibizione applicabile.

alla larghezza degli impulsi riscontrata con la temperatura di +25 °C. Naturalmente, anche questo circuito può essere compensato agli effetti delle variazioni di temperatura, se lo ritiene necessario.

Quando si desidera ottenere in uscita un impulso di polarità positiva che risulti perfettamente in fase col tratto ascendente dell'impulso di eccitazione di ingresso di polarità negativa, è possibile usare il circuito già illustrato alla figura 6-A. In esso, i diodi tunnel sono stati spostati nel circuito di collettore di Tr1, ed inoltre il circuito di polarizzazione è stato alterato in modo da ottenere lo stato di conduzione da parte di Tr2 quando Tr1 è in interdizione. In questo caso particolare — inoltre — sono stati usati dei transistori del tipo « p-n-p », e la tensione di alimentazione presenta il valore di +3 V.

Con questa disposizione, l'applicazione di un impulso di eccitazione di ingresso negativo alla base di Tr1 (tramite C2) provoca il passaggio di questo transistor allo stato di conduzione, per cui — alle uscite 1 e 2 del generatore — risultano disponibili gli impulsi illustrati alla figura 6-B. Naturalmente, anche in questo caso invertendo la polarità dei diodi D1 e D2, è possibile ottenere all'uscita due impulsi monopolari, con un ritardo dell'impulso negativo che dipende dalla larghezza dell'impulso positivo. Per ottenere inoltre una tensione di uscita leggermente maggiore, pari cioè a 0,8 V, è possibile in questo caso ricorrere all'impiego di diodi tunnel al silicio.

La citata figura 7 rappresenta un caso in cui l'impulso di uscita in fase che si desidera produrre deve essere negativo per poter far funzionare il circuito con impulsi di eccitazione di ingresso negativi. Il transistor Tr2 viene tenuto nello stato di conduzione ad opera del circuito di polarizzazione, mentre Tr1 viene portato in stato di conduzione ad opera dell'impulso di ingresso, in quanto — in questo caso — il diodo tunnel non conduce normalmente corrente trovandosi nel circuito di collettore di Tr1. I diodi tunnel collegati in cascata vengono usati per ottenere un'ampiezza degli impulsi di uscita pari al doppio di quella normale. Questo tipo di circuito di uscita implica

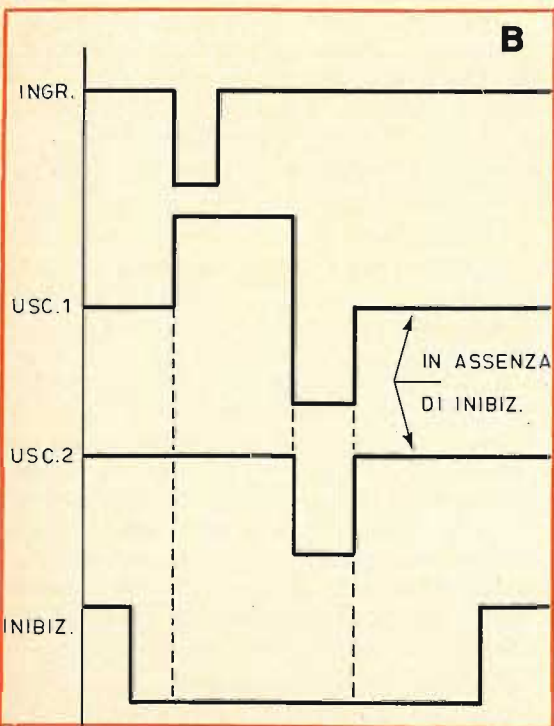
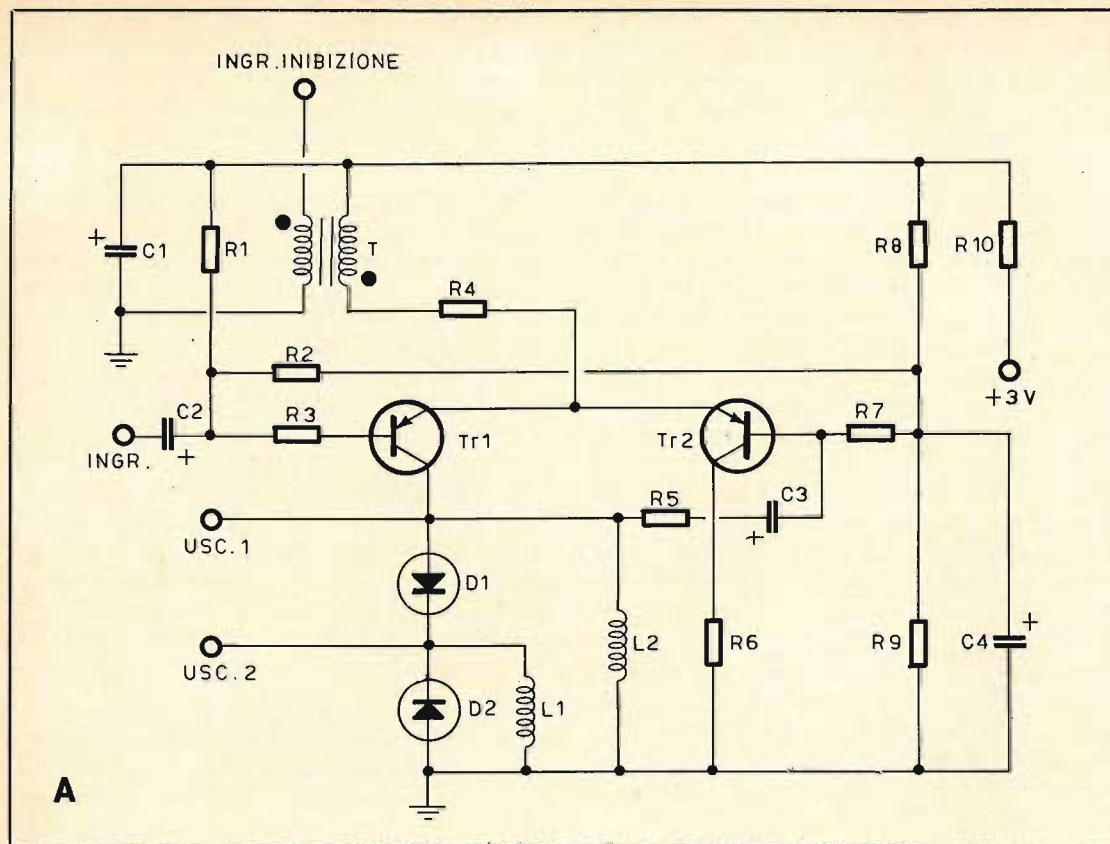
l'impiego di impulsi di eccitazione di ampiezza leggermente maggiore, in quanto — se l'eccitazione non è sufficiente — sussiste la probabilità che una sola coppia di diodi tunnel passi in stato di conduzione.

Agli effetti dell'elaborazione di circuiti logici, si presenta sovente la necessità di inibire un determinato tipo di generatore di impulsi. Sotto questo aspetto, la figura 8-A illustra come è possibile ottenere un risultato di questo tipo, per impulsi della durata di alcuni nanosecondi, collegando un trasformatore in serie alla resistenza di emettitore. Il trasformatore è naturalmente polarizzato, come è chiaramente denunciato dalla presenza dei puntini di riferimento riportati nello schema in prossimità dei terminali inferiori del primario e del secondario, in modo da ottenere la neutralizzazione dell'impulso di eccitazione che si presenta ai capi di R5.

Il grafico della figura 8-B rappresenta come di consueto l'espressione grafica delle condizioni di funzionamento. In esso si nota in primo luogo che gli impulsi di ingresso per questo circuito devono presentare una polarità negativa, e che al tratto ascendente di ciascun impulso di ingresso corrisponde il tratto ascendente dell'alternanza negativa dell'impulso bipolare disponibile all'uscita 1. Al suddetto tratto ascendente corrisponde anche l'inizio del tratto ascendente dell'impulso monopolare negativo, disponibile all'uscita 2. In basso è rappresentato graficamente il periodo di inibizione.

La figura 9-A illustra un altro circuito adatto ad ottenere un risultato analogo, impiegante transistori del tipo « p-n-p ». In questo caso, il primario del trasformatore risulta invertito rispetto al circuito di figura 8-A, il che permette di ricavare l'effetto di inibizione sfruttando la stessa polarità degli impulsi di ingresso. Osservando il grafico di figura 9-B, è possibile dedurre — con un attento esame — che i tratti ascendente e discendente dell'impulso di inibizione non devono essere troppo ripidi, onde evitare di iniettare segnali spuri nei componenti adiacenti.

Nel generatore di figura 9 vengono usate due induttanze, contrassegnate dai



VALORI INDICATIVI	
R1 = 68 kΩ	R9 = 7,5 kΩ
R2 = 620 Ω	R10 = 100 Ω
R3 = 3,9 kΩ	C1 = 40 μF
R4 = 5,6 kΩ	C2 = 2 μF
R5 = 510 Ω	C3 = 2 μF
R6 = 100 Ω	C4 = 2 μF
R7 = 3,9 kΩ	T = Rapp. 1/3
R8 = 20 kΩ	

Entrambi i transistori sono del tipo 2N2894, e i due diodi sono del tipo 1N2929.

Fig. 9-A - Rappresenta un'altra versione del circuito di figura 8, nella quale il trasformatore collegato nel circuito di emettitore dei due transistori presenta una polarità invertita del primario rispetto al secondario. Confrontando il grafico B con quello corrispondente del circuito di figura 8, è facile rilevare le differenze che sussistono tra le relazioni di fase.

VALORI INDICATIVI	
R1 = 20 kΩ	
R2 = 7,5 kΩ	
R3 = 5,1 kΩ	
R4 = 100 Ω	
R5 = 1,2 kΩ	
R6 = 68 kΩ	
R7 = 100 Ω	
C1 = 40 μF	
C2 = 2 μF	
C3 = 2 μF	
Tr1/2 = 2N2894	
D1/2 = TD-9	

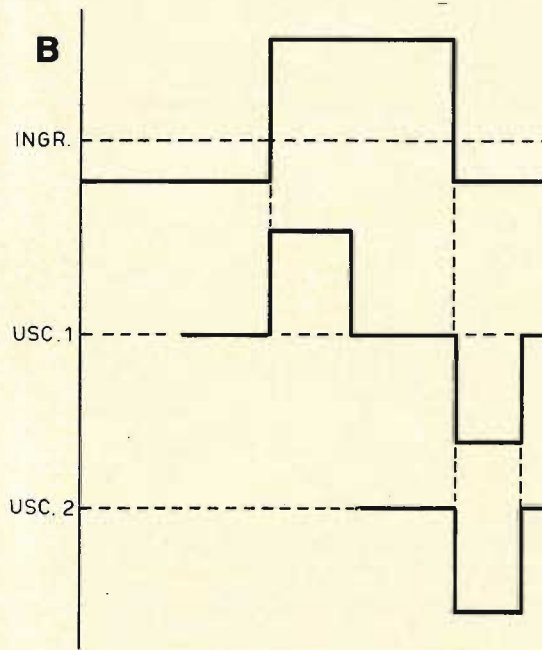
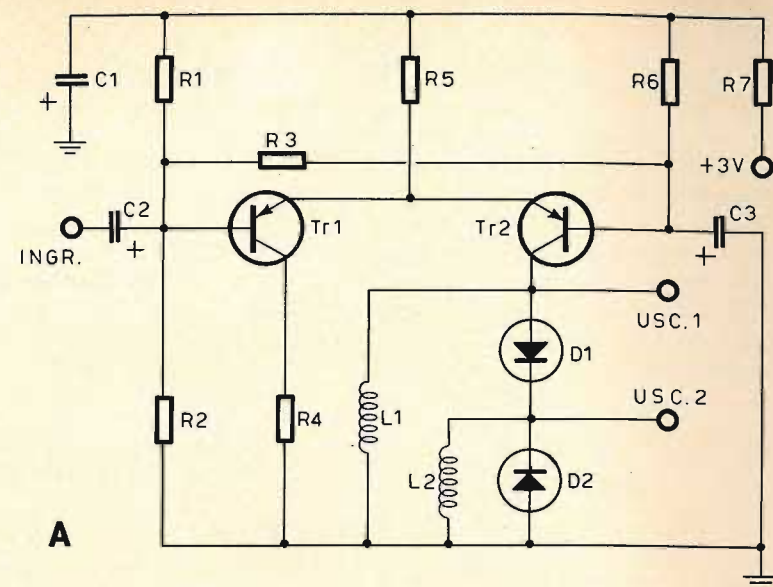


Fig. 10 - Circuito per la produzione di impulsi (A), che fornisce due uscite aventi una loro larghezza caratteristica, corrispondenti ad un impulso di ingresso di polarità positiva. L predispone la durata del primo impulso positivo ad un valore inferiore a quello dell'impulso di eccitazione, ma maggiore dell'impulso disponibile all'uscita 2.

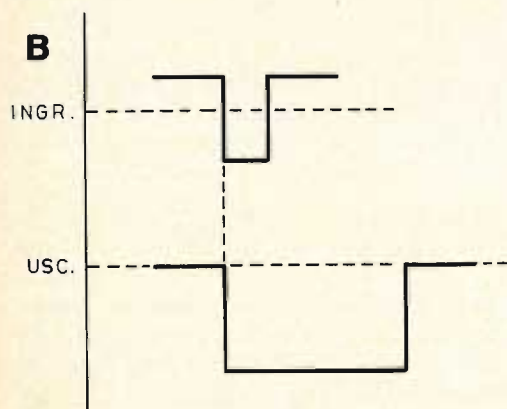
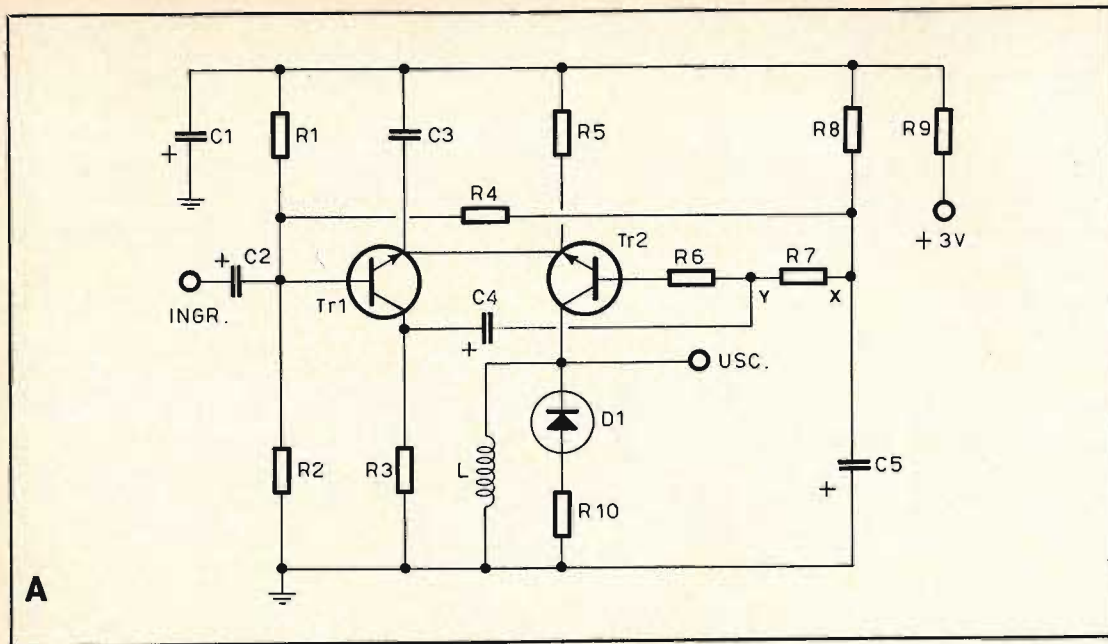
simboli L1 ed L2, di cui la prima direttamente in parallelo al diodo tunnel D2,

e la seconda in parallelo alla combinazione in serie tra D1 ed il circuito in parallelo D2 - L1. Ciò permette di prestabilire una minore larghezza degli impulsi disponibili all'uscita 2, rispetto agli impulsi positivi disponibili all'uscita 1.

In corrispondenza dell'istante in cui Tr1 passa allo stato di conduzione, ai capi di D1 risulta collegata in pratica soltanto L1, in quanto D2 — grazie alla sua intensa conduzione — costituisce praticamente un cortocircuito nei confronti di L2 rispetto a massa; per quanto riguarda invece l'impulso negativo, D1 risulta in cortocircuito, per cui L1 risulta collegata direttamente in parallelo ad L2.

La figura 10-A rappresenta un'altra variazione del circuito assai versatile per la generazione di impulsi, nella quale è presente un impulso variabile in senso positivo, e si desidera produrre un impulso di uscita di eccitazione avente una determinata larghezza, sfruttando il tratto discendente. Il circuito di reazione tra l'uscita e l'ingresso è stato omesso in questo caso, e la durata del periodo di conduzione di Tr2 dipende essenzialmente dalla durata dell'impulso di ingresso.

Anche in questo caso, vengono usate due induttanze ai capi dei diodi tunnel:



VALORI INDICATIVI			
R9 = 100 Ω	R1 = 20 kΩ		
R10 = 180 Ω	R2 = 7,5 kΩ		
C1 = 40 μF	R3 = 1 kΩ		
C2 = 2 μF	R4 = 20 kΩ		
C3 = 25 pF	R5 = 620 Ω		
C4 = 0,5-2 μF	R6 = 5,1 kΩ		
C5 = 2 μF	R7 = 10 kΩ		
	R8 = 68 kΩ		

Fig. 11 - Col circuito rappresentato in A, la durata dell'impulso di uscita è determinata dal prodotto tra i valori di C4, R3, R6 ed R7. B rappresenta come di consueto le relazioni che intercorrono tra l'impulso di eccitazione di ingresso e l'impulso di uscita.

L1 ha il compito di ridurre il primo impulso positivo ad un valore inferiore a quello dell'impulso di ingresso, pur facendo in modo che esso risulti maggiore dell'impulso disponibile all'uscita 2. L2 — invece — prestabilisce al valore opportuno la larghezza degli impulsi all'uscita 2.

Naturalmente, esiste una certa reciproca influenza tra L1 ed L2, sebbene tale

influenza possa essere ridotta al minimo cercando sperimentalmente le posizioni più indicate per questi due componenti.

Quanto sopra potrà essere compreso assai meglio osservando anche il grafico di figura 10-B, che rappresenta le relazioni che intercorrono tra gli impulsi di eccitazione di ingresso, e gli impulsi disponibili alle uscite 1 e 2.

Nel circuito illustrato alla figura 11-A, la larghezza dell'impulso di uscita dipende dalla costante di tempo RC determinata dal prodotto tra i valori di C4 (che

deve essere regolabile), R3, R6 ed R7. Dal momento che in parallelo ad R5 è presente la capacità C3, allo scopo di accelerare il processo di commutazione, e che nel circuito di collettore di Tr1 è presente la resistenza R3, si ottiene un certo guadagno da parte di Tr1, a seguito del quale l'impulso di eccitazione di ingresso subisce una determinata amplificazione, grazie alla quale diminuisce l'ampiezza necessaria degli impulsi di ingresso. La resistenza R6 può essere usata per aumentare il livello di soglia al

valore precedente di circa 150 mV, se lo si desidera.

Il grafico di figura 11-B illustrante le relazioni di fase che sussistono tra l'impulso di eccitazione di ingresso e l'unico impulso di uscita disponibile è integrato dal grafico di figura 12, che rappresenta — in funzione del tempo — le esatte relazioni che sussistono tra il segnale presente sulla base di Tr1, il segnale presente sul collettore di Tr1, la tensione di segnale presente in corrispondenza del punto di unione tra C4 ed R7, l'andamento

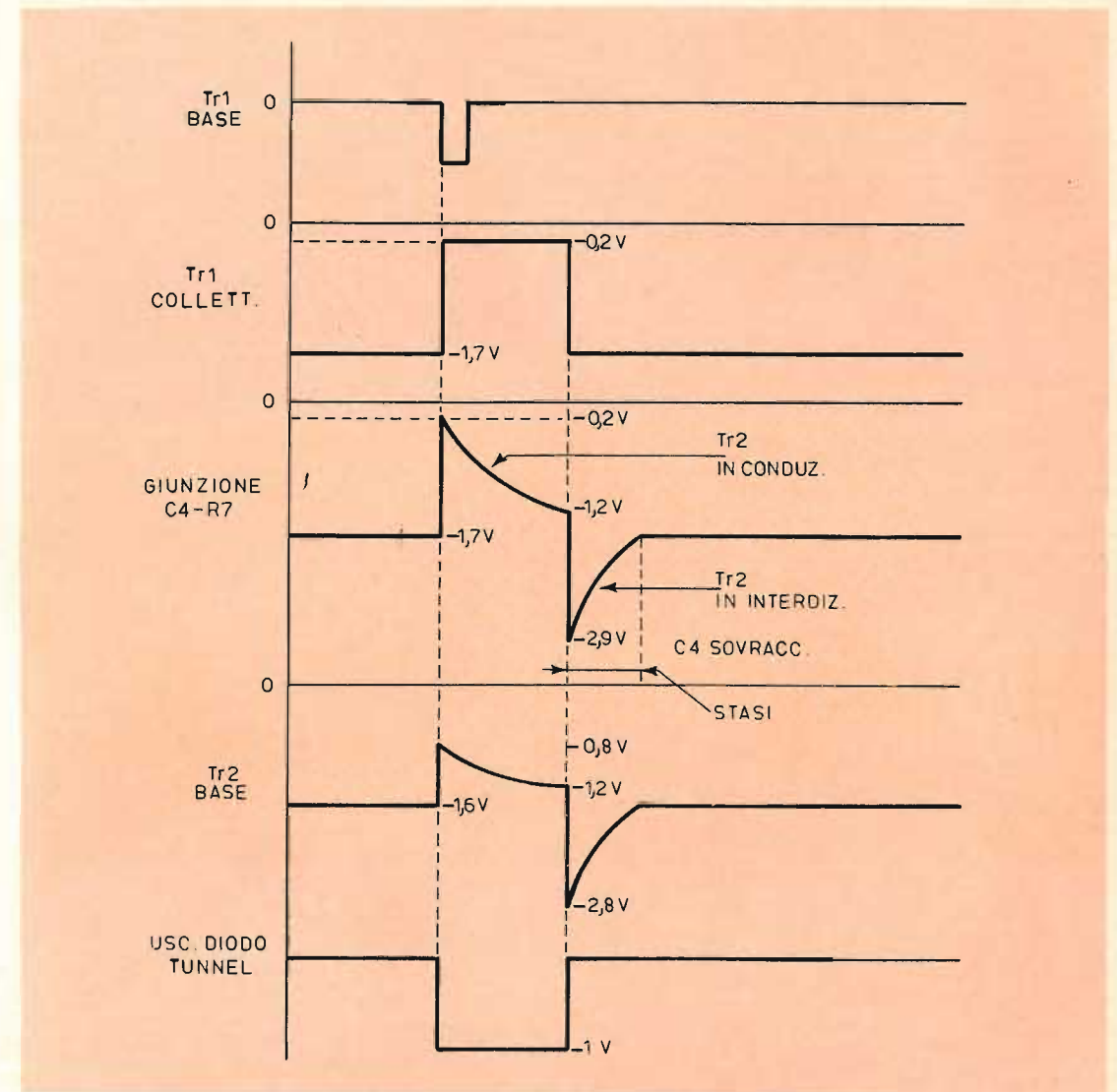
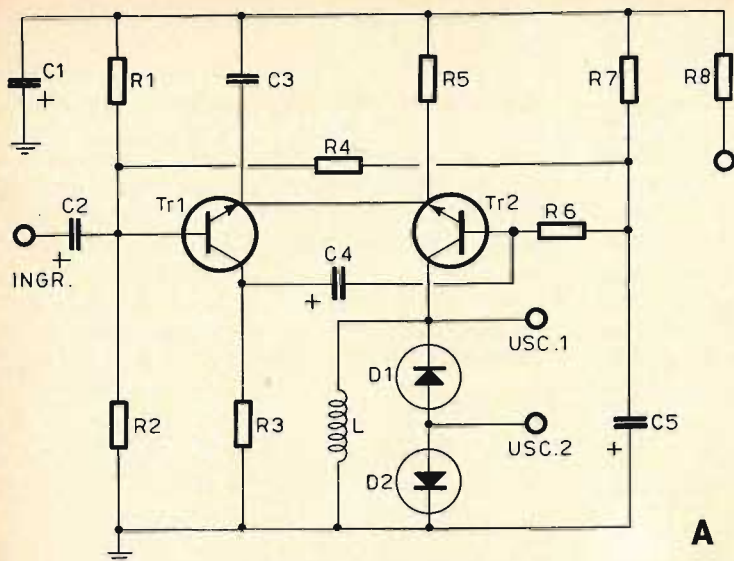


Fig. 12 - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra i segnali disponibili in vari punti del circuito di figura 11.



VALORI INDICATIVI

R1	= 20 kΩ
R2	= 7,5 kΩ
R3	= 1 kΩ
R4	= 5,1 kΩ
R5	= 1,2 kΩ
R6	= 10 kΩ
R7	= 68 kΩ
R8	= 100 Ω
C1	= 60 μF
C2	= 2 μF
C3	= 47 pF
C4	= 0,5-2 μF
C5	= 2 μF
Tr1/2	= 2N2369
D1/2	= TD-9

A

B

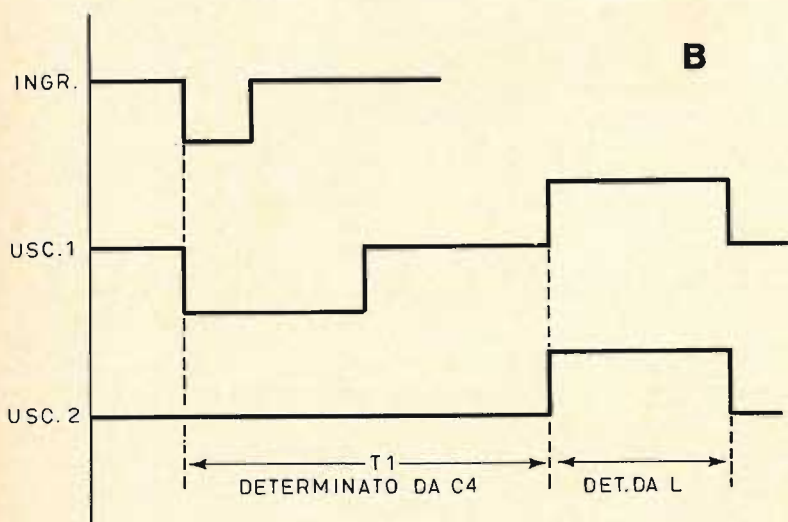


Fig. 13 - Con quest'ultimo circuito (A) l'impulso di uscita può essere ritardato rispetto all'impulso di ingresso, di un periodo di tempo determinato dal prodotto tra i valori di R3, R6 e C4 (regolabile). Questo circuito può funzionare soltanto con impulsi di ingresso negativi, come si osserva in B.

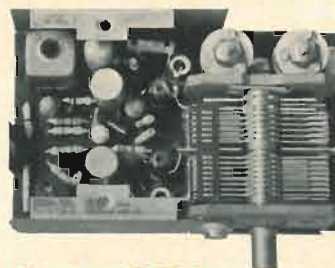
dell'impulso presente sulla base di Tr2 e quello dell'impulso di uscita presente ai capi del diodo tunnel D1.

Questo grafico mette dunque in evidenza la funzione di C4, entrambe le cui armature rimangono approssimativamente al potenziale di $-1,7$ V, prestabilito dal partitore di tensione di cui R3 fa parte. Non appena viene applicato un impulso di eccitazione di ingresso, questo stesso impulso, che risulta presente con polarità invertita sul collettore di Tr1, porta l'elettrodo corrispondente di C4 ad assumere un potenziale prossimo a quello di massa, determinando il passaggio di Tr2

allo stato di conduzione, e di Tr1 allo stato di interdizione. Successivamente, C4 comincia a caricarsi attraverso R7, tendendo a raggiungere il livello di potenziale presente nel punto « X » (prestabilito dal partitore di tensione), il che mantiene Tr2 in stato di conduzione grazie alla caduta di tensione che la corrente di carica provoca ai capi di R7, la quale viene sottratta dalla tensione di interdizione presente nel suddetto punto di riferimento del circuito.

Quando C4 si scarica fino ad assumere un potenziale pari approssimativamente a $-1,2$ V, la caduta di tensione dovuta

autocostruitevi un radiorecettore a modulazione di frequenza con la serie delle unità premontate Philips



Sintonizzatore PMS/A

Prestazioni del ricevitore completo

SEZIONE FM

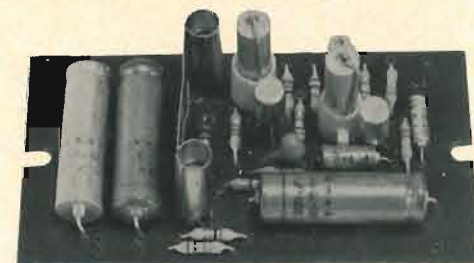
Sensibilità con $\Delta f = 22,5$ kHz e $f = 400$ Hz $< 2\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale-disturbo con $\Delta f = 22,5$ kHz e $f = 400$ Hz 30 dB con segnale in antenna $< 8\mu\text{V}$.
Sensibilità con $\Delta f = 75$ kHz e $f = 1000$ Hz $< 25\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Distorsione con $\Delta f = 75$ kHz e $f = 1000$ Hz $< 3\%$ per potenza di uscita di 50 mW.
Selettività ≥ 45 dB a ± 300 kHz.
Larghezza di banda a -3 dB ≥ 150 kHz.



Amplificatore F.I. PMI/A

SEZIONE AM

Sensibilità con $m = 0,3$ a 400 Hz $100\mu\text{V/m}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz 26 dB con $560\mu\text{V/m}$.
Selettività a ± 9 kHz < 30 dB.
C.A.G.
 $\Delta V_{\text{BF}} = 10$ dB per $\Delta V_{\text{RF}} = 27$ dB (misurata secondo le norme C.E.I.).



Amplificatore B.F. PMB/A

le unità devono essere completate di:

- 1 Potenziometro da 5 kΩ logaritmico E098 DG/20B28 per la regolazione del volume
- 2 Altoparlante con impedenza da $8 \div 10 \Omega$ (AD 3460 SX/06)

- 3 Antenna in ferrite, gradazione IV B (per esempio C8/140, C9,5/160, C9,5/200 oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125).
- 4 Commutatore AM/FM e antenna a stilo per FM

le unità sono reperibili presso i migliori rivenditori della vostra zona

PHILIPS s. p. a.

Reparto Elettronica

piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94

alla corrente di carica, presente ai capi di R7, non presenta più un'ampiezza sufficiente ad impedire il passaggio del transistor allo stato di interdizione: tale potenziale assume quindi una funzione di controllo rispetto alla commutazione, e porta rapidamente la base di Tr2 al potenziale che arresta immediatamente il passaggio di corrente attraverso Tr2. In questo istante, la tensione disponibile nel punto « Y » rispetto a massa comprende il valore della tensione di carica di 1,2 V, che si somma alla tensione di 1,7 V presente sotto forma di differenza di potenziale ai capi di R2.

In tali condizioni — come è possibile osservare nel grafico di figura 12 — C4 è in condizione di sovraccarico, per cui si scarica attraverso R7, aumentando la polarizzazione di interdizione fino al punto in cui questa si stabilizza al valore approssimativo di $-1,7$ V. Questo sovraccarico comporta la presenza di un periodo di stasi, per cui qualsiasi nuovo impulso di eccitazione che si verifichi durante questo intervallo di tempo deve superare il potenziale di interdizione addizionale.

Nel circuito di cui alla figura 11, si fa uso di un diodo tunnel al silicio in serie ad una resistenza di valore basso, pari a 180Ω . Ciò consente di ottenere in uscita un impulso di circa 1 V, anziché dell'ampiezza tipica di 0,8 V ottenibile con i diodi tunnel al silicio.

Un'ultima versione di questo circuito è illustrata alla figura 13-A, nella quale l'impulso di uscita viene ritardato rispetto all'impulso di ingresso di un intervallo di tempo pari a T1, come si può osservare nel grafico supplementare di figura 13-B. La durata di questo ritardo dipende dalla costante di tempo RC, ottenuta dal prodotto tra i valori di R3, R6 e C4 (regolabile) analogamente a quanto si è detto a proposito del circuito di figura 11. In corrispondenza delle due uscite sono disponibili impulsi unipolari e bipolari, le cui durate possono essere anche in questo caso determinante ad opera del valore dell'induttanza in parallelo L1. Si noti che questo circuito e quello di figura 11 possono funzionare soltanto con impulsi di

eccitazione di ingresso di un'unica polarità, in quanto il transistor Tr1 deve essere sempre normalmente in stato di conduzione.

CONCLUSIONE

Con tutti i circuiti che abbiamo esaminato, è possibile ottenere facilmente impulsi di uscita aventi una durata compresa tra 50 ns e diversi microsecondi, semplicemente usando il circuito appropriato, ed attribuendo all'induttanza o alle induttanze collegate in parallelo ai diodi tunnel il valore adatto. Essi — inoltre — possono funzionare così come sono stati descritti alla temperatura ambiente, oppure con temperature il cui valore si discosti lievemente da quello medio normalmente considerato intorno ai 25° . Come si è visto, un modo assai semplice per estendere la gamma delle temperature entro le quali il funzionamento rimane costante consiste nell'impiegare una resistenza termosensibile per realizzare un circuito di compensazione. Tuttavia, in molti casi, è del pari possibile usare questi circuiti senza alcuna compensazione, pur ottenendo un funzionamento assai stabile e soddisfacente con temperature elevate.

Questa prerogativa deriva dalla natura delle variazioni che si verificano nello stato di funzionamento dei diodi tunnel. In altre parole, sebbene le caratteristiche possano spostarsi rispetto alla loro curva normale, e sebbene la regione ad alta tensione si sposti rispetto alla regione a bassa tensione, sostanzialmente le caratteristiche rimangono le medesime.

Ciò significa che anche la forma d'onda tipica degli impulsi di ingresso può essere considerata costante. Di conseguenza, tutti questi circuiti possono essere realizzati nella moderna versione integrata, così come è stato fatto nella realizzazione dei satelliti artificiali del tipo « Explorer », ed in altri numerosi casi. In tutte le applicazioni di questo tipo, essi hanno dimostrato sempre un perfetto funzionamento, nonostante notevoli variazioni della temperatura.

AMPLIFICAZIONE OSCILLAZIONE ED EFFETTO GUNN

nell'arseniuro di gallio

**NOVITÀ
TECNOLOGICHE**

Da vent'anni, i semiconduttori continuano a contribuire allo sviluppo dell'elettronica. Nel campo delle alte frequenze, sono stati creati dispositivi che rappresentano l'applicazione diretta e immediata di numerosi fenomeni fisici che si verificano sia nelle giunzioni (Diodo a valanga, diodo di Read), sia nel volume stesso del materiale.

Questi ultimi fenomeni, basati sull'instabilità dell'arseniuro di gallio, sono stati scoperti da GUNN e vengono chiamati effetto GUNN. Essi si verificano quando la differenza di potenziale applicata a certi conduttori supera il valore di soglia dando origine a delle oscillazioni. Lo scopo di questo articolo è appunto di chiarire questi fenomeni.

Proprietà dell'arseniuro di gallio di tipo N a campo elettrico elevato

In presenza di un campo elettrico, gli elettroni, nel vuoto, acquistano indefinitamente dell'energia. In un semiconduttore di tipo N, gli elettroni sottoposti alle vibrazioni del reticolo, ai difetti cristallini, alle impurità, diminuiscono di velo-

cità. Il caso più semplice è quello ove le velocità limite media dei portatori di carica è proporzionale al campo applicato $v = \mu F$, in cui il coefficiente μ indica la mobilità. In questo caso la densità della corrente si esprime nello stesso modo:

$$j = ne v = ne \mu E = OE \quad (1)$$

dove n = densità degli elettroni nella banda di conduzione

e = carica dell'elettrone

O = conduttività

Questa semplice relazione traduce la legge di Ohm che caratterizza i semiconduttori quando il campo applicato rimane debole.

Il valore di μ che tiene conto di tutti gli effetti di « frenatura » causati dalle perturbazioni citate, dipende evidentemente dalla massa dei portatori di carica.

I fisici, hanno una nozione particolare della massa di un elettrone.

Partendo dalla definizione $F = m\gamma$, si potrebbero determinare tutte le forze alle quali sono sottoposti gli elettroni e sarebbe facile prevedere la loro accelerazione sostituendo, in questa formula, $m = 10^{-27}$ grammo (massa dell'elettrone nel vuoto).

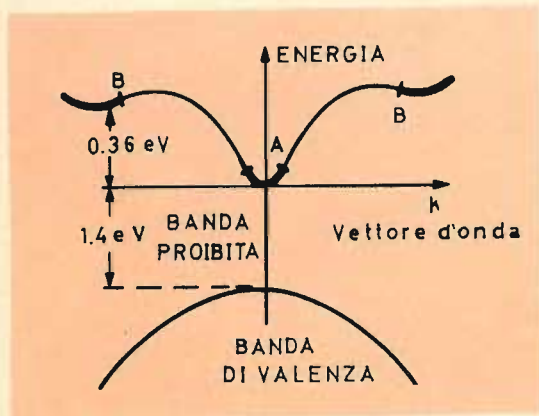


Fig. 1 - Struttura di banda dell'arseniuro di gallio.

Tuttavia, la forza che lo sperimentatore impone dall'esterno è privilegiata, poiché è una grandezza nota (per esempio mediante un voltmetro).

Semplificando, si preferisce scrivere: forza esterna $m^*\gamma$ ove m^* tiene conto

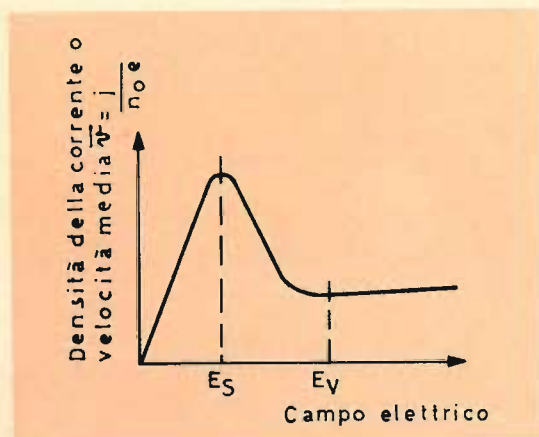


Fig. 2 - Caratteristiche $j(E)$ dell'arseniuro di gallio. Fra E_s e E_v si osserva una resistenza differenziale negativa.

delle costrizioni che il solido esercita sugli elettroni, cioè del potenziale di ioni positivi. La relazione fra l'energia cinetica e la velocità è:

$$\epsilon = m^* \frac{v^2}{2} \quad (2)$$

La rappresentazione grafica di questa relazione è una parabola dove in ascisse viene posta la velocità ed in ordinata la energia.

Alla curva $\epsilon(v)$ si preferisce generalmente la curva $\epsilon(k)$, nella quale, k è il vettore d'onda degli elettroni. Sappiamo che si può associare agli elettroni d'onda il cui termine di propagazione si scrive: esp. $i(kr - \omega t)$, come nell'elettromagnetismo classico, con $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, essendo λ

la lunghezza d'onda associata (uguale a $\frac{h}{m^*v}$) ed h la costante di Planck,

quindi:

$$\frac{h k}{2\pi} = m^* v$$

sostituendo m^*v nella (2) si ha

$$\epsilon = \frac{h^2 k^2}{(2\pi)^2 2 m^*} \quad (3)$$

$\epsilon(k)$ è quindi un'altra parabola, ma il fatto di sostituire v con k è molto interessante, poiché si vede come l'energia varia colla direzione di propagazione degli elettroni rispetto agli assi del reticolo cristallino. In effetti per lo stesso valore assoluto di k (o di v) l'energia di un elettrone non è la stessa a seconda del senso nel quale si propaga nel semiconduttore.

Per una certa direzione, tracciando $\epsilon(k)$, si vede che la curva non è sempre una parabola e la formula (3) non è esatta per certi valori dell'energia. Come esempio abbiamo rappresentato la curva $\epsilon(k)$ dell'arseniuro di gallio per una data

direzione (fig. 1). Un tale grafico è chiamato « struttura di banda ».

Si vede che la legge parabolica viene corretta solamente nei punti A e B nei quali la curvatura non è in generale la stessa. Se ne deduce quindi che la massa effettiva d'un elettrone in A differisce da quella d'un elettrone in B.

Occupiamoci ora del meccanismo essenziale che avviene nell'arseniuro di gallio (Ga As). Se gli elettroni sono sottoposti ad un campo elettrico di piccola ampiezza, il loro guadagno di energia rimane molto basso e ciò non basta a localizzare tutti gli elettroni attorno al punto A, con una certa massa m_A^* e quindi una certa mobilità μ_A .

Aumentiamo progressivamente il valore del campo applicato, in questo modo, gli elettroni vengono sottoposti a qualche chilovolt per cm e la loro velocità viene aumentata in modo apprezzabile. Si dice comunemente che essi si riscaldano.

Un certo numero di elettroni risalirà la curva $\epsilon(k)$ e si potranno anche « ritrovare » in B. La loro massa m_B^* , in questo punto, essendo più forte, fa sì che essi siano meno veloci. Si calcola che la loro mobilità sia 50 volte più piccola che in A. Il loro contributo al valore di j (formula 1) diviene allora trascurabile.

Esiste un valore del campo elettrico a partire dal quale il numero di elettroni « persi » per la conduzione è abbastanza grande, affinché la corrente diminuisca quando la tensione aumenta, e ciò da alla curva $j(E)$ l'aspetto visibile in fig. 2. Tra il campo di soglia E_s e il « campo di valle » E_v l'arseniuro di gallio presenta una resistenza differenziale negativa. Al di là di E_v , tutti gli elettroni appartengono alla parte superiore della banda di conduzione e si ha un funzionamento normale.

L'amplificazione e le instabilità scoperte da GUNN sono le conseguenze dirette dell'esistenza d'una resistenza differenziale negativa che compare nei materiali la cui struttura di banda assomiglia a quella dell'arseniuro di gallio.

Questo corpo presenta tuttavia, il vantaggio di avere un valore di E_s relativamente piccolo (3,2 a 3,5 kV/cm) e la sua tecnica di fabbricazione tende costantemente verso caratteristiche sempre migliori.

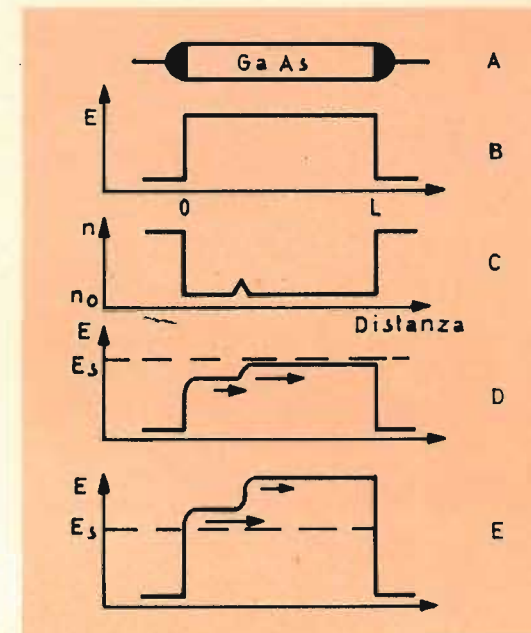


Fig. 3 - Meccanismo d'instabilità: una leggera perturbazione nella densità dei portatori (c) si accentua se il campo applicato supera il valore di soglia E_s (e). Le frecce rappresentano in grandezza e in direzione le velocità degli elettroni.

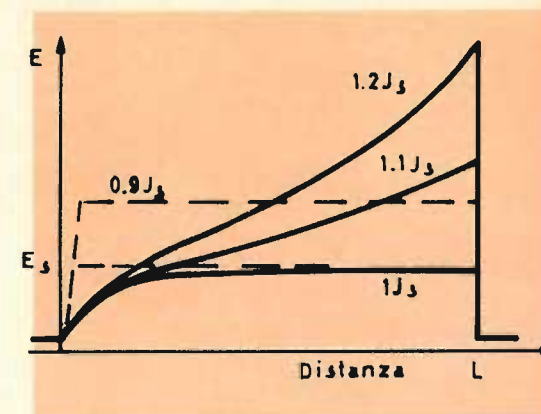


Fig. 4 - Tipo di ripartizione non omogenea del campo elettrico. La curva tratteggiata (0,9 j_s) sarebbe la ripartizione che si otterrebbe con la stessa tensione applicata che per la curva 1,2 j_s è la densità della corrente di soglia.

Segnaliamo che esistono altri mezzi per ottenere una resistenza differenziale negativa, senza fare appello al trasferimento di elettroni nella banda di conduzione (per esempio caccia di elettroni mediante impurità).

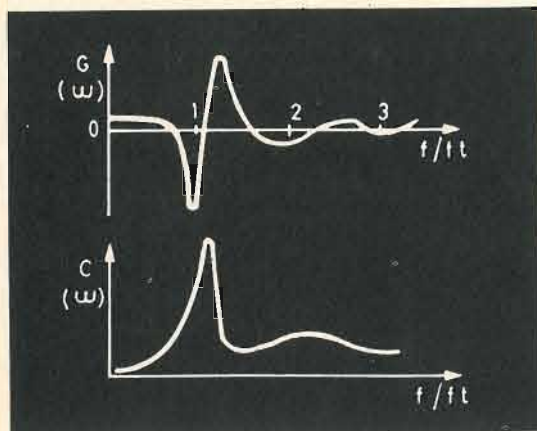


Fig. 5 - Variazione della conduttanza e della capacità con la frequenza.

chiamo una differenza di potenziale V_a , data da un generatore d'impulsi rettangolare (per evitare il riscaldamento del materiale). In principio l'andamento del potenziale è lineare (come in una resistenza al carbonio), ciò vuole dire che il campo è lo stesso in tutti i punti del campione: $E_s = V_a/L$ (fig. 3b).

Immaginiamo ora che, per una qualsiasi ragione (per esempio una fluttuazione microscopica), ci sia in un dato luogo, una leggera eccedenza di elettroni (figura 3c).

Ne consegue una nuova distribuzione del campo elettrico (fig. 3d).

Se $E_a < E_s$, gli elettroni che sono a sinistra della perturbazione hanno una velocità inferiore di quelli che sono a destra, perché siamo nella parte lineare della fig. 2: gli elettroni accumulati hanno una tendenza ad estendersi e quindi a sparire.

Se $E_a > E_s$, gli elettroni a sinistra della perturbazione tendono, al contrario, a raggiungere quelli che sono a destra, aumentando così la perturbazione iniziale (fi-

Comportamento dell'arseniuro di gallio al di sopra della soglia E_s .

Consideriamo una piccola barra di arseniuro di gallio, e saldiamo ai suoi estremi due sfere di stagno (fig. 3a). Appli-

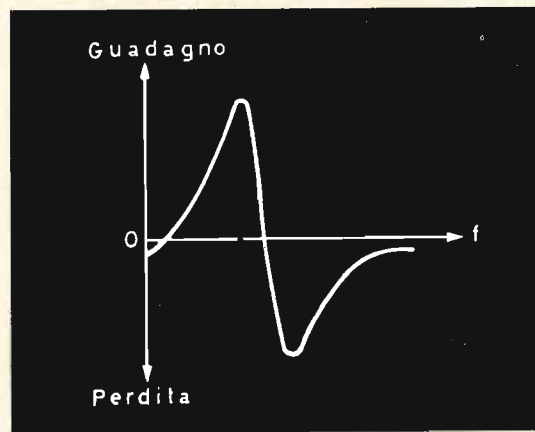


Fig. 6 - Variazione del guadagno in vicinanza di una frequenza amplificata.

gura 3e). Se ne deduce che al di sopra della soglia una ripartizione omogenea e stabile è impossibile nel tempo. Ciò è dovuto al fatto che le saldature costituiscono una perturbazione per assicurare l'instabilità. Non si può quindi descrivere effettivamente la fig. 2 e osservare una diminuzione progressiva di j man mano che E supera E_s .

Il problema che si pone è quindi il seguente: è possibile considerare una ripartizione, questa volta non omogenea del campo elettrico e stabile nel tempo? Questo problema è stato studiato e risolto ponendo al posto della formula (1) la seguente formula:

$$J = n(x) e v(x) \quad (4)$$

Lasciando così ogni latitudine al campo E e alla densità di cariche, purché la corrente resti costante in tutti i punti del campione. Per conoscere la ripartizione di E ci si avvale dell'equazione di Poisson:

$$\frac{dE(x)}{dx} = \frac{e}{\epsilon_r \epsilon_0} [n(x) - n_0(x)], \quad (5)$$

dove n_0 è la densità media dei portatori

in regime stabile ($E_a < E_s$)*; eliminando $n(x)$ tra (4) e (5) si può risolvere ed ottenere $E(x)$. La difficoltà è data dalla variazione di v con E (fig. 2) sia $v[E(x)]$.

L'equazione differenziale di $E(x)$ è di primo grado ma non è lineare.

Nella figura 4 si osserva che l'area compresa tra ogni curva e l'asse delle ascisse (cioè la tensione applicata) cresce con j . In altre parole, con una tale ripartizione di campo, la resistenza differenziale negativa passa inosservata e la corrente aumenta superando la soglia E_s . Non è la prima volta che un comportamento simile viene notato in un semiconduttore.

Quando si studia la fisica del pendolo semplice costituito da un peso fisso posto all'estremità di un'asta metallica, si notano due posizioni d'equilibrio: il peso situato al di sopra, o al di sotto dell'asse di rotazione del pendolo. Una sola delle due posizioni è stabile.

Nel problema che ci interessa bisogna sapere ugualmente se l'equilibrio proposto dal calcolo è stabile. Aggiungiamo alla tensione di polarizzazione V_a una piccola variazione della pulsazione ω , sia $\Delta v(\omega)$. La corrente variabile risultante è data da $\Delta v(\omega) = Z(\omega) \Delta I(\omega)$.

Il valore di $Z(\omega)$ è stato calcolato e si è trovato che quando è nullo si ha una distribuzione instabile, mentre quando è finito la distribuzione è stabile.

Senza entrare nei particolari si possono riassumere i risultati servendoci del prodotto $n_0 L$, ove n_0 è sempre la densità media degli elettroni al di sotto della soglia e L la lunghezza del campione.

$$1) \text{ caso (a) } n_0 L \leq 2,7 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-2}.$$

— La ripartizione non omogenea del campo elettrico è stabile qualunque sia la tensione applicata;

$$2) \text{ caso (b): } 2,7 \cdot 10^{11} \leq n_0 L \leq 2,10^{12}.$$

— La ripartizione non omogenea del campo è stabile se $E_s \leq E_a \leq E_i$; essendo E_i la soglia d'instabilità e non più la so-

glia E_s , della resistenza differenziale negativa;

— La ripartizione è instabile se $E_a > E_i$.

$$3) \text{ caso (c) } n_0 L > 2,10^{12} \text{ cm}^{-2}.$$

— La ripartizione è instabile qualunque sia la tensione applicata: $E_s = E_i$.

Come vedremo la ripartizione stabile avendo la forma della fig. 4 può dare luogo a delle amplificazioni oppure a delle oscillazioni, mentre l'instabilità corrisponde all'effetto GUNN caratterizzato da oscillazioni che non devono essere confuse con le precedenti.

Amplificazioni e oscillazioni nell'arseniuro di gallio

Per studiare la stabilità del sistema bisogna calcolare il valore di $Z(\omega)$. Supponiamo di considerare il caso in cui, una volta superata la soglia E_s , la ripartizione non omogenea del campo all'interno del campione è stabile

[caso (a) oppure (b), se $E_s \leq E_a \leq E_i$].

Da $Z(\omega)$, si deducono l'ammettenza $Y(\omega)$, la conduttanza $G(\omega)$ e anche la capacità in parallelo $C(\omega)$, che variano con la frequenza e che non possono essere ottenuti facilmente se non nel caso che l'ampiezza dei segnali variabili sia piccola.

Tramite la seguente relazione:

$$n_0 L^2 > 4,6 \cdot 10^7 \quad (6)$$

Si può dimostrare che la conduttanza è negativa per certe frequenze; il dispositivo può allora amplificare e oscillare.

Per $L = 50 \mu\text{m}$, la condizione (6) impone $n_0 < 2,10^{12} \text{ cm}^{-3}$. Scegliamo $n_0 = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ si ha allora: $n_0 L = 5,10^{10} \text{ cm}^{-2}$, il che corrisponde al caso (a) del paragrafo precedente. La condizione (6) chiarisce che l'amplificazione (o oscillazione) è dovuta al passaggio di un'onda di carico attraverso il materiale.

La formazione di quest'onda « space charge wave » non può essere istantanea, il che pone un limite ad ω o la prodotto $n_0 L^2$.

$G(\omega)$ e $C(\omega)$ hanno la forma data nella fig. 5. La frequenza è data in unità di

$$ft = \leq \frac{v}{L} >$$
 detta talvolta frequenza

di transito, nella quale è $\leq \bar{v} >$ la velocità (fig. 2) « media », secondo la distribuzione statica del campo elettrico (fig. 4). Le curve della fig. 5 dipendono da n_0L , e della tensione applicata. Tuttavia con una certa approssimazione, $G(\omega)$ è negativa per f_1 e per le sue armoniche. A titolo di esempio $f_1 = 3$ GHz per $L = 50 \mu\text{m}$.

L'amplificazione è stata studiata da numerosi autori. Generalmente si procede con lo studio della riflessione di un'onda su un campione posto all'estremità di una linea 50 Hz. In questo caso (fig. 6) si vedrà l'andamento tipico del guadagno osservato attorno ad una frequenza interessante. Il guadagno, lineare, aumenta con la tensione di polarizzazione V_0 applicata al campione; 30 V è un valore spesso utilizzato (6000 V/cm per $L = 50 \mu\text{m}$).

Mettendo un campione in una cavità, si ottengono delle oscillazioni che hanno

una frequenza imposta dal circuito esterno variabile in grandi proporzioni 200%.

Applicazioni

Le oscillazioni dovute alla conduttanza negativa presentano molto meno interesse che le forti instabilità legate all'effetto GUNN. La semplicità del dispositivo è evidente e si può sperare di amplificare alte frequenze con potenze interessanti.

Diamo qualche risultato rilevato:

— $L = 45 \mu\text{m}$, — guadagno massimale = 36 dB a 3,6 GHz

— tensione di polarizzazione 23,6 V

— fattore di rumore 20 dB.

A queste frequenze, il transistor è al limite delle sue possibilità e il suo guadagno è più piccolo; mentre gli amplificatori parametrici hanno dei guadagni simili ma fattori di rumori nettamente migliori. Attualmente numerosi laboratori si sforzano per migliorare e per capire in dettaglio il meccanismo d'amplificazione nell'arseniuro di gallio.

MAGNETISMO E VITALITÀ



Un nuovo calcolatore, capace di servire contemporaneamente 350 « utenti », è stato messo a punto da una delle più grandi società elettroniche statunitensi, la RCA. Conosciuto con il nome convenzionale « Spectra 70-61 », ha un prezzo di due milioni e quattrocentomila dollari (circa un miliardo e mezzo di lire). Le consegne cominceranno nel primo trimestre del 1971. Il presidente della società produttrice lo ha presentato come uno sviluppo dello « Spectra 70-46 », immesso sul mercato nel 1967.

Si tratta di un complesso che, per vastità di prestazioni, rapidità di consultazione ed ampiezza di « memoria elettronica » sarebbe più avanzato di qualsiasi altro impianto analogo prodotto a livello industriale. La caratteristica principale consiste nel fatto che, installata in un certo luogo l'unità centrale, ad essa possono essere collegati, mediante appositi impianti, trecentocinquanta « posti di consultazione », anche se molto distanti tra loro e dall'impianto stesso. Il collegamento viene realizzato mediante linee telefoniche o simili. Naturalmente, ognuno dei 350 « terminali » non è costituito da un telefono, ma da apposite attrezzature simili, nell'apparenza, a piccoli banchi di controllo forniti di tastiere di nastri magnetici e magari di « monitori » simili a schermi televisivi. Ognuno dei clienti per usufruire dei « servizi » del calcolatore pagherà un canone mensile. Per lo « Spectra 70-61 », il nolo costerà non meno di quarantamila dollari (ventiquattro milioni di lire). Più vasta sarà la gamma dei servizi richiesti, più alta sarà la tariffa. Il nuovo « Spectra » è stato realizzato per andare incontro alle esigenze dello specifico mercato dei calcolatori. Già nel 1968, infatti, almeno il 13% del mercato totale era basato sui computer a terminale multiplo; nel 1973, la metà dell'intero mercato, secondo le previsioni, dovrebbe essere costituita dalle stesse attrezzature e nel 1975 la percentuale dovrebbe raggiungere i quattro quinti.

Abbandonate dai tempi della prima guerra mondiale, sono state riprese solo di recente le ricerche che collegano il metabolismo vegetale ed animale alla azione di campi magnetici ed elettromagnetici che permettono d'influenzare sia in modo positivo che negativo la vita di piante e di animali.

Nel numero di ottobre 1968 di « Elettronica Oggi » è stato pubblicato l'articolo: « Campi magnetici accelerano la crescita del grano » in cui veniva riferito come C. Popescu, E. Andronescu ed M. Tibu, quasi contemporaneamente ad altri ricercatori, avevano scoperto (operando su

piante di grano delle varietà « Ponca », « Bezostaia » e « Belotzerkovskaia ») che dei campi magnetici erano in grado d'influenzare la capacità di germinazione (+ 32%), la velocità di crescita (+ 124,4 per cento) e la produzione per ettaro (+ 17,7%).

I campi magnetici più efficaci risultarono essere quelli aventi una intensità compresa fra 90 e 180 G, applicati in modo intermittente (3 s di applicazione e 3 s di pausa) per una durata complessiva di trattamento di 3 h e 18'.

Anche l'assorbimento di coricimi a base di fosfati risultò favorevolmente in-

fluenzato, in quanto le piante, trattate magneticamente, assorbono il 27,2% in più di fosforo rispetto a quelle non trattate.

Questi risultati venivano confermati, in modo indipendente gli uni dagli altri, anche da ricercatori americani e russi (R.P. Mericle, D. J. Montgomery, U. J. Pittman, A. I. Mocalin, B. G. Scasbasov, V. I. Strekova, G. A. Tarakanova, ecc.).

Da tutta questa mole di dati si poteva trarre la conclusione, abbastanza importante, che i campi magnetici influiscono sul metabolismo vegetale in modo positivo solo se possiedono determinate intensità e vengono applicati con particolari modalità nel tempo. Estremamente significativo, a questo proposito, ci sembra ora il fatto che in questi giorni altri ricercatori ancora sono giunti in modo del tutto indipendente a conclusioni analoghe, pur sperimentando gli effetti dei campi magnetici non più sul metabolismo vegetale ma su quello animale.

J. M. Barnothy del Centro Medico dell'Università dell'Illinois, R. O. Becker della Syracuse University ed altri hanno infatti accertato che mentre l'applicazione di campi magnetici deboli, non comunque superiori a 700 Oe, opportunamente alternati ed applicati in modo discontinuo, hanno un effetto decisamente benefico su animali cavia di cui hanno addirittura allungato il periodo medio di vita, si verifica invece il fenomeno opposto con valori di campo di 6000 G o più, specie se l'applicazione avviene in regime continuo.

Al limite, con campi eccezionalmente intensi, si nota prima un impedimento al normale assorbimento dell'ossigeno (notoriamente paramagnetico) da parte del sangue ed infine la perdita di coordinamento degli impulsi elettrici che controllano i battiti cardiaci.

Pertanto, dei ricercatori appartenenti a nazionalità e scuole completamente diverse, sono giunti alla stessa conclusione sperimentale ossia che il magnetismo può influire sulla vita animale o vegetale sia in modo positivo che negativo, a seconda di come lo si applica.

È questa la più grande scoperta fatta in tale campo dal 16° secolo ad oggi.

Le premesse

Come era stato notato sin dai tempi più antichi che determinati corpi, detti magnetici, avevano la proprietà di attrarre dei pezzi di ferro, così numerose persone si erano accorte sin dai primordi che una qualche influenza era possibile notare fra corpi magnetici ed esseri viventi.

Ad esempio, Paracelso, un famoso alchimista del 16° secolo, tenne in grande considerazione il magnetismo nella cura delle persone. Benché non sapesse minimamente spiegarne la natura, prescrisse sovente delle cure « magnetiche » ai propri pazienti.

Due secoli più tardi, Maximilian Hell suggerì che i magneti dovevano entrare ufficialmente a far parte delle cure mediche dell'epoca. La sua idea fu ripresa da un nome rimasto famoso, ossia da Friedrich Messmer che sosteneva che una misteriosa energia cosmica si manifestava tramite i magneti.

Messmer, facilitato anche dalle sue origini austriache, trovò accoglienza presso la corte della Regina di Francia, a quell'epoca Maria Antonietta, dove poté sperimentare su molte persone le proprie teorie.

Tuttavia, poiché i magneti a quel tempo costavano molto ed erano rari, Messmer risolse i problemi collocando al centro delle sale, dove teneva le sue sedute « magnetiche », dei grossi tini di legno da cui si dipartivano dei cordoni e delle aste di metallo, che egli asseriva di aver caricato con una non meglio precisata energia magnetica.

L'Accademia delle Scienze di Francia di allora denunciò Messmer come ciarlatano, ma ciò nonostante il successo di tali cure magnetiche non conobbe sosta e fra i pazienti vi furono nomi illustri come il Marchese di Lafayette, il Duca di Borbone e la stessa Madame Du Barry.

Tutte queste personalità furono concordi nell'asserire di aver tratto notevole giovamento da queste strane cure « magnetiche ».

Anche in Inghilterra molte persone, come ad esempio il nostro scrittore Charles Dickens, furono assertrici di benefici

alla salute del corpo ricavabili dalla prossimità di grossi magneti.

Molte persone di quell'epoca asserirono che coricandosi con il capo volto a nord ed i piedi a sud, le forze geomagnetiche avevano un'influenza benigna sull'organismo umano.

Nel 1896, D'Arsonval, più conosciuto per i suoi strumenti di misura, scrisse una relazione in cui riferiva che una specie di lampo luminoso poteva essere visto quando una persona, ad occhi chiusi, veniva collocata con il capo fra le espansioni polari di un magnete eccitato con un campo alternativo.

Quattro anni più tardi, l'ingegnere svizzero Muller confermò tale scoperta e dette il nome di « fosfene magnetico » a tale fenomeno.

Nel 1903, alcuni biologi francesi tra cui Cheneveau e Bohn, conclusero, dopo una lunga serie di esperienze, che campi magnetici erano in grado d'influenzare lo sviluppo e la riproduzione dei protozoi.

Nonostante queste premesse, inspiegabilmente dopo la prima guerra mondiale, passò completamente nel dimenticatoio tutto ciò che riguardava le relazioni fra magnetismo e biologia e solo dopo la seconda guerra mondiale furono riprese delle esperienze che in modo incontrovertibile hanno provato il nesso fra i due campi.

Risultati contemporanei

Attualmente, molti ricercatori, primi fra i quali vengono segnalati Julia Lengyel dell'Università di Budapest e Jenő M. Barnothy dell'University of Illinois hanno indipendentemente fra loro dimostrato un nesso preciso e riproducibile fra campi magnetici di determinata intensità e frequenza rispetto alle forze biologiche animali.

Esaminando al microscopio le culture di numerose cellule è risultato possibile dimostrare che si ottengono delle sfere simili al polistirolo. Queste celle si allineano rispetto al campo magnetico in lunghe catene dando luogo ad una specie di polimerizzazione; il fenomeno, tuttavia, non è uniforme né universale, ma

fra tutte le cellule conosciute quelle relative agli eritrociti, che servono al trasporto dell'ossigeno nel corpo umano, si sono dimostrate particolarmente reattive.

Le piccole particelle non elettricamente cariche, ma che possiedono nella cellula una costante dielettrica precisa rispetto al mezzo ambiente, risultano tipicamente polarizzate e formano delle catene parallele con le linee di forza del campo magnetico. Tuttavia, va osservato che altre particelle particolarmente estese in lunghezza con carica strutturale fissa tendono ad allinearsi ad angolo retto rispetto al senso del campo magnetico.



Fig. 1 - Friedrich Anton Messmer, considerato sino ad ieri un ciarlatano per le sue cure « magnetiche » che mise in atto nel XVIII° Secolo, sta per essere riabilitato al rango di « precursore », dopo le ultime scoperte che hanno dimostrato il nesso innegabile esistente fra vita cellulare e campo magnetico.

Le più recenti ricerche condotte con l'aiuto di microscopi elettronici hanno messo in risalto che anche le cellule più semplici si presentano come delle strutture composte da materiali che potrebbero essere assimilati a semiconduttori organici e cristalli.

Le esperienze condotte nell'anno scorso da Jenő M. Barnothy hanno dimostrato sulle cavie, dopo l'autopsia, che l'applicazione di campi magnetici di modica intensità avevano un influsso notevolissimo nello sviluppo delle capsule surrenali, oltre a modificare notevolmente la percentuale statistica dei magacariociti (delle cellule specializzate nella riproduzione

dei globuli rossi) che si trovano nel midollo osseo.

È stata avanzata l'ipotesi, del resto suffragata dai risultati, che la presenza di un campo magnetico influisca soprattutto sulla suddivisione e riproduzione degli organismi cellulari.

Il midollo osseo e le capsule surrenali sono al momento le parti di esseri viventi di mammiferi che hanno accusato la più vistosa reazione alla terapia magnetica. D'altra parte, esistono i risultati ottenuti a Cincinnati presso l'Istituto « Divi Thoma » in cui l'applicazione di campi magnetici di 7300 Oe di un magnete permanente, hanno in modo vistoso depresso il consumo di ossigeno in tessuti, compresi quelli relativi a tumori maligni.

Gli stessi scienziati di Cincinnati hanno anche constatato che tali risultati venivano ottenuti se il campo magnetico era di valore inferiore e si avevano dei risultati « attivanti » riducendo l'intensità.

In tale istituto è stato anche confermato quanto scoperto da altri ricercatori, ossia che l'applicazione di campi alternativi ha un'influenza attivante laddove l'intensità del campo, se statica, avrebbe un effetto « deprimente ».

Barnothy ha anche messo in luce che le cavie trattate con campi magnetici hanno sempre presentato un prolungamento del tempo medio di vita del 45% od anche più, ed ebbe occasione di dimostrare che la differenza, anche all'occhio del profano, esistente tra cavie trattate e cavie non trattate è così grande da essere rilevata a prima vista.

All'University di Syracuse (USA) sono in corso delle ricerche sull'effetto biologico dei campi magnetici basate su altri punti di vista.

Ad esempio Robert O. Becker e colleghi hanno sottoposto delle persone a campi magnetici modulati sinusoidali di $5 \div 11$ G aventi una frequenza di $0,1 \div 0,2$ Hz.

Confrontando questi soggetti trattati con altre persone non trattate si è potuto constatare che l'influenza del campo magnetico è tale che, variata in modo opportuno, può stimolare o ritardare la ve-

locità di riflessi ed, in particolare, delle risposte.

Sono state anche ripetute le esperienze di indurre corrente nei nervi ottici mediante campi magnetici alternativi di 200 G, 30 Hz che hanno provocato in molti soggetti il fenomeno del fosfene magnetico.

Da altre fonti americane ben documentate, si ha notizia di molte persone, che lavorando in basi militari, hanno sempre concordemente affermato di « udire i radar ».

Questa trasformazione di un fenomeno radioelettrico in un fenomeno neuroacustico è facilmente spiegabile, date le grandi potenze impulsive in gioco, ma molti medici americani che hanno avuto occasione di occuparsi del fenomeno hanno fatto presente che, già da un secolo, sono numerosi i rapporti scientifici in cui viene riferito che determinate persone hanno « udito » le aurore boreali oppure la caduta di meteoriti.

Le meteoriti viaggiano ad una velocità superiore a quella del suono, l'impressione esclusivamente nervosa di udire il rumore di caduta, può essere fatta risalire unicamente a delle influenze di altra natura. D'altra parte, Cornell's Allan H. Frey ha dimostrato che molte persone sorde diventano capaci di percepire « suoni » quando sono sottoposte a delle forze elettromagnetiche di determinata energia e frequenza.

Presso la U. S. Naval School of Aviation Medicine è stato sperimentato su scoiattoli e scimmie che campi magnetici di notevole intensità (sino a 100.000 G) sono in grado di agire da smorzatori su impulsi cardiaci ostacolando la normale sopravvivenza degli animali.

Conclusione

Le ultime teorie in merito stanno orientandosi sul fenomeno che una suddivisione delle cellule sarebbe influenzata da campi magnetici o da forze elettriche di altra natura, in base alla loro composizione.

Oltre a quanto già accennato, viene avanzata l'ipotesi che circa 25 elementi chimici fra quelli oggi conosciuti

hanno degli atomi con elettroni non appaiati; tali atomi sono sensibili per forza di cose ai campi magnetici e quindi hanno un comportamento « ferromagnetico ».

Inoltre, benché nell'intervallo fra le due guerre l'argomento sia stato del tutto dimenticato, sin dal 1888 il botanico austriaco Friedrich Reinitzer mise in risalto la particolare struttura tipica dei cristalli liquidi propria di alcune cellule.

Un cristallo liquido ha delle proprietà meccaniche che assomigliano ai liquidi ordinari, con proprietà ottiche dei cristalli e proprietà elettriche dei semiconduttori.



Fig. 2 - Una seduta « magnetica » di Messmer ai tempi della regina Maria Antonietta. Dato l'elevato costo dei magneti a quei tempi, un grosso tino « carico di magnetismo » sostituiva con la « buona volontà » ai gauss mancanti. L'innegabile effetto di suggestione che interveniva ha mascherato per due secoli il reale influsso dei campi magnetici.

za, che i cristalli liquidi abbondano nell'organismo umano e che anche una parte della materia grigia del cervello è comprensiva di tali strutture; è quindi ovvio che sia sensibile alle radiazioni magnetiche.

Persino gli enzimi e gli ormoni sono ricchi di cristalli liquidi ed hanno delle proprietà dielettriche che li fanno reagire in modo energico quando sono collocati in un campo magnetico.

Con i moderni mezzi di ricerca, se si tiene conto delle conferme positive che si sono avute, sino ad ora d'interazioni fra magnetismo e fenomeni biologici, c'è da attendersi in un prossimo futuro un sempre maggiore sviluppo di una branca di ricerca fra le più affascinanti che abbiano mai interessato l'uomo.

Viene ora ritenuto molto significativo il fatto che il colesterolo, che ha un'importanza notevolissima negli organismi viventi, forma un gran numero di cristalli liquidi, benché egli stesso non lo sia. Per verificare tale teoria, al « Liquid Crystal Institute » ed alla « Kent State University » dell'Ohio, hanno preparato delle particolari molecole di cristalli liquidi e di liquidi ordinari da cui risulta un orientamento puramente statistico ed in un certo senso disordinato.

Tuttavia, quando un campo magnetico viene applicato, le molecole composte da cristalli liquidi accusano un allineamento ben netto. I ricercatori fanno rilevare, annettendo al fatto moltissima importan-

BIBLIOGRAFIA

- MERICLE R.P., MERICLE L.W., MONTGOMERY D.J.: « Magnetic Fields and Ionizing Radiation. Effects and Interaction Germination and Early Seedling Development ». - Radiat. Bot., 1966, 6, 2, pp. 111-127.
- C. POPESCU, E. ANDRONESCU, M. TIBU: « Campi Magnetici accelerano la crescita del Grano ». - Elettronica Oggi, 1968, Ott., pp. 41-44. PITTMANN U.J.: « Magnesium and Plant Growth. Effect on Germination and Early Growth ». - Canad. J. Pl. Sci., 45, 6, pp. 549-555.
- PITTMANN U.J.: « Effects of Magnetism on Seedling Growth of Cereal Plants ». - Biomed. Sci. Instr., 1, Plenum Press, N.Y., 1963, pp. 117-122.
- MOCAPKIN A.I., RIK G.R., BATJGIN N.F.: « Kvrosoy o vlinii magnimnogo polj na biologiceskie obekmi ». - C. 6. Tr. pi. aron. Fre., 1962, 10, str. 48-50.
- W. GARRISON: « Magnetism and Human Life ». Science and Electronics, 1969, aug. - september, pp. 29-96.

NOTE DI SERVIZIO

saldatura e brasatura dell'alluminio e sue leghe

Siamo stati sollecitati da varie parti ad occuparci del problema della saldatura e saldobrasatura forte e dolce dell'Alluminio e delle sue leghe. A tale scopo brevemente illustriamo il comportamento metallurgico dell'Alluminio e l'intima costituzione delle sue principali leghe.

CARATTERISTICHE FISICHE E MECCANICHE DELL'ALLUMINIO

Peso atomico: 26,97.
Peso specifico: 2,70.
Temperatura fusione: 660 °C.
Calore specifico: 0,22-0,27 Cal/kg
Calore fusione: 93 Cal/kg

FISICHE

Conducibilità termica: 178 Cal/h.m.°C.

MECCANICHE ALLO STATO RICOTTO

Durezza	HB	20
Carico rottura	σ_R	8,1
Carico snervamento	$\sigma_{0,2}$	4,3
Allungamento	A %	41,7

L'alluminio viene molto spesso impiegato in leghe data la facilità con cui si unisce ad altri metalli. Le leghe più diffuse sono quelle al Silicio (Anticorodal - Silumin - Leghe per pistoni ecc.) leghe al rame (duralluminio) leghe al magnesio. Le suddette leghe raramente sono binarie, ma il più delle volte sono leghe complesse, nelle quali, oltre ai componenti primari, entrano, in ridotta misura, altri metalli, quali Mn, Ni, Co, Fe, Zn per il

raggiungimento delle necessarie caratteristiche chimiche, fisiche e meccaniche richieste.

Non è questa la sede per una trattazione delle caratteristiche metallurgiche e tecniche delle varie leghe: è però fondamentale, in relazione al successivo discorso, sapere che l'alluminio forma con la più gran parte degli alliganti dei composti intermetallici; composti che coi metalli puri formano a loro volta soluzioni solide ed eutettici, con che le temperature complete di fusione delle leghe sono quasi sempre inferiori anche di duecento gradi, a quella di fusione dell'alluminio puro. Ad esempio, l'eutettico tra Al e il composto $CuAl_2$ fonde a 548°, l'eutettico Al- Al_3Mg_2 fonde a 451°, l'eutettico Al-Si fonde a 577° e così via.

L'alluminio, e in diversa misura le sue leghe, per azione dell'ossigeno, dell'umidità, della CO_2 , della SO_2 contenuti nell'atmosfera si ossidano molto facilmente e pertanto la superficie si ricopre di uno strato di ossido Al_2O_3 in pellicola molto compatta ed aderente, il quale protegge dall'ulteriore ossidazione il metallo sottostante. Poiché tutti gli alliganti e i relativi composti (anche l' Al_3Mg_2) sono più elettronegativi dell'Alluminio, l'ossido che

si forma è unicamente Al_2O_3 , ossido chimicamente poco reattivo, avente una temperatura di fusione molto elevata (2050°).

Questi brevi cenni generali sono sufficienti a inquadrare il problema e le sue difficoltà.

DECAPAGGIO

L'ossido di alluminio che, ricopre sempre l'Al e le sue leghe ha un elevato punto di fusione e una scarsissima reattività coi reagenti impiegati nei flussi normali sia per saldatura che per saldobrasatura.

Pertanto i flussi attivi sull' Al_2O_3 sono di due tipi:

A - i flussi ad azione solvente dell' Al_2O_3 , a base di fluoruri - fluoborati e miscele di essi con cloruri. Questi flussi sono adatti sia per la saldatura a fusione che per saldobrasatura;

B - i flussi da cementazione a base di cloruri di Zn o di Sn, la cui azione si esercita cementando sulla superficie dell'Al una pellicola di Zn o Sn atta a creare un adatto supporto reattivo di attacco. Questi flussi sono impiegati, logicamente, solo per la brasatura.

Si tratta ad ogni modo di flussi molto energici, corrosivi e, specie quelli a base di fluoruri, anche tossici. E' indispensabile perciò provvedere ad energici lavaggi dopo saldatura e proteggere adeguatamente il personale addetto al lavoro con guanti, maschere e con efficiente aspirazione dei fumi sul posto di saldatura.

Circa il problema del decappaggio e l'asportazione dell'ossido, sono stati studiati ed applicati altri sistemi di tipo meccanico ed elettromeccanico. Tra essi si è affermato il sistema ad ultrasuoni. Le onde ultrasonore provocano sulla superficie del metallo una serie di compressioni e aspirazioni, anzi delle vere onde esplosive, in conseguenza delle quali le materie estranee, quali gli ossidi ed ogni sporizia, vengono scollate lasciando perfettamente pulita la superficie del metallo. Molto spesso le onde ultrasonore

nel caso della brasatura vengono trasmesse direttamente alla lega saldante fusa; per cui alla superficie di contatto liquido/solido si esercita una vera cavitazione, ossia un'erosione che mette direttamente e intimamente in contatto la superficie pulita dell'Al con la lega saldante. Questa può così reagire e creare lo strato superficiale reattivo di attacco della saldatura.

Il sistema ad ultrasuoni è indubbiamente il più rapido e sicuro per il decappaggio per la brasatura dell'Al. Sono di ostacolo il costo dell'apparecchiatura e il costo di esercizio dell'apparecchiatura stessa (per la necessità di raffreddare il generatore); la difficoltà di ottenere alte velocità di lavoro; ma certamente il sistema ad ultrasuoni è il più suggestivo per la brasatura dell'Al e sue leghe (fig. 1).

E' però altresì vero che, anche nel campo della brasatura tradizionale, sia con leghe base Al, che con leghe base Sn esistono attualmente ottimi flussanti atti a permettere giunti sicuri e tenaci.

SALDATURA PER FUSIONE

I moderni impianti di saldatura dell'alluminio sono oggi decisamente orientati verso la saldatura elettrica in gas inerte sia col sistema MIG che col TIG. Come noto i due sistemi differiscono per l'elettrodo usato, che nel MIG è costituito dallo stesso metallo d'apporto e nel TIG da un elettrodo di tungsteno, non fusibile e che non partecipa alla saldatura vera e propria.

I piccoli impianti per la saldatura casuale possono invece lavorare anche col cannello ossiacetilenico, sempreché l'operatore conosca le difficoltà intrinseche nella saldatura di un metallo così facilmente ossidabile, che può facilmente assorbire gas (particolarmente nocivo l' H_2 che liberandosi al momento della solidificazione può dar origine a porosità e soffiature). E' perciò necessario lavorare sotto copertura di flusso, che compie la doppia funzione di disossidazione della superficie da fondere e da protettore del metallo fuso.

Nel caso della saldatura TIG o MIG molte precauzioni si rendono inutili, stante la presenza del gas inerte (generalmente argon o elio) che di per sé esercita una notevole azione protettiva, per cui è possibile saldare senza flusso o con modeste quantità di esso, con evidenti vantaggi di carattere sanitario, oltreché economico.

La saldatura a fusione delle leghe si presenta assai più complessa e delicata, dato il notevole campo delle temperature (200° e più) entro le quali possono fondere gli eutettici delle leghe di Al e, inoltre, gli alti coefficienti di ritiro alla solidificazione delle varie leghe.

Il metallo d'apporto deve essere sempre la stessa lega.

Non è possibile dare criteri generali, in quanto ogni lega esige modalità particolari, sia per quanto riguarda il preriscaldamento dei pezzi da saldare, sia per i flussi, sia per le temperature di giunzione e sia ancora per le modalità di raffreddamento.

Temperature di preriscaldamento e di raffreddamento sono infatti fondamentali per

evitare formazione di cricche, di zone di brusche variazioni di composizione, ove poi potrebbe sopravvenire corrosione o disformità di caratteristiche meccaniche.

Si tenga presente che esistono due sistemi di lavoro. Quando si desideri una saldatura su grossi spessori occorre dare polarità negativa all'elettrodo, mentre quando occorrono saldature espanse e non profonde, dovrà essere data polarità positiva all'elettrodo. In questo caso il diametro dell'elettrodo dovrà essere maggiore, esso sarà più sollecitato termicamente e occorrerà pertanto un più efficiente raffreddamento dell'elettrodo; in questo tipo di saldatura è quindi preferibile il sistema MIG.

Il sistema TIG sviluppa temperature più elevate e pertanto altera in misura maggiore del MIG le caratteristiche meccaniche conferite ai pezzi da saldare con trattamenti termici precedenti la saldatura. E' d'altra parte evidente che la zona di saldatura non può che dare le caratteristiche del ricotto.

E' importante la scelta del materiale d'apporto e le aggiunte che ad esso sia-

no state fatte allo scopo di affinare il grano cristallino della saldatura stessa.

Per Al dolce-Aluman si dovrà usare filo di Al dolce cui potranno essere fatte aggiunte di titanio. Per saldare leghe al Mg si useranno leghe con tenori di Mg superiori, sia perché fondenti a temperature più basse, sia per rimediare alla perdita di Mg per le ossidazioni che si hanno durante la saldatura. Per saldare leghe al Si si potranno usare leghe con 4-5% di Si o leghe al Mg; queste ultime danno valori più elevati di caratteristiche meccaniche (Tab. 1).

BRASATURA

L'operazione di brasatura viene impiegata soprattutto quando occorre effettuare una giunzione tra Al e un altro metallo (ferro - rame - ottone ecc.).

Dobbiamo distinguere due tipi di brasatura: quella cosiddetta forte, ove il metallo d'apporto è costituito da leghe di Alluminio, e la brasatura dolce in cui il metallo brasante è una lega a base stagno o zinco.

BRASATURA FORTE

Il punto fondamentale è la scelta della lega brasante, la quale deve possedere

un punto di inizio fusione della zona di pastosità, abbastanza lontano da quella dei pezzi da saldare, e deve possedere una bassa tensione superficiale sui metalli in saldatura. E' evidente perciò che non tutte le leghe di Al sono brasabili, ma lo sono soltanto l'Al puro, o dolce come viene comunemente chiamato, e le leghe modicamente alligate.

Laddove invece, quali leghe brasanti, la scelta dovrà orientarsi verso le leghe eutettiche o quelle ad esse vicine; tra esse si sceglieranno quelle che:

1. abbiano caratteristiche meccaniche adatte;
2. siano altamente tensioattive su entrambi i metalli da saldare;
3. non abbiano forte tendenza all'ossidazione nel periodo di fusione e brasatura.

La tecnica di brasatura prevede generalmente due tempi: il primo per la formazione della superficie d'attacco della saldatura sul metallo diverso da Al; il secondo per la brasatura vera e propria. La brasatura forte è particolarmente usata nel campo del pentolame per applicare fondi di Al di buona conducibilità termica alle pentole di acciaio inox. Per assicurare la formazione sull'acciaio del-

Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un saldatore ad ultrasuoni.

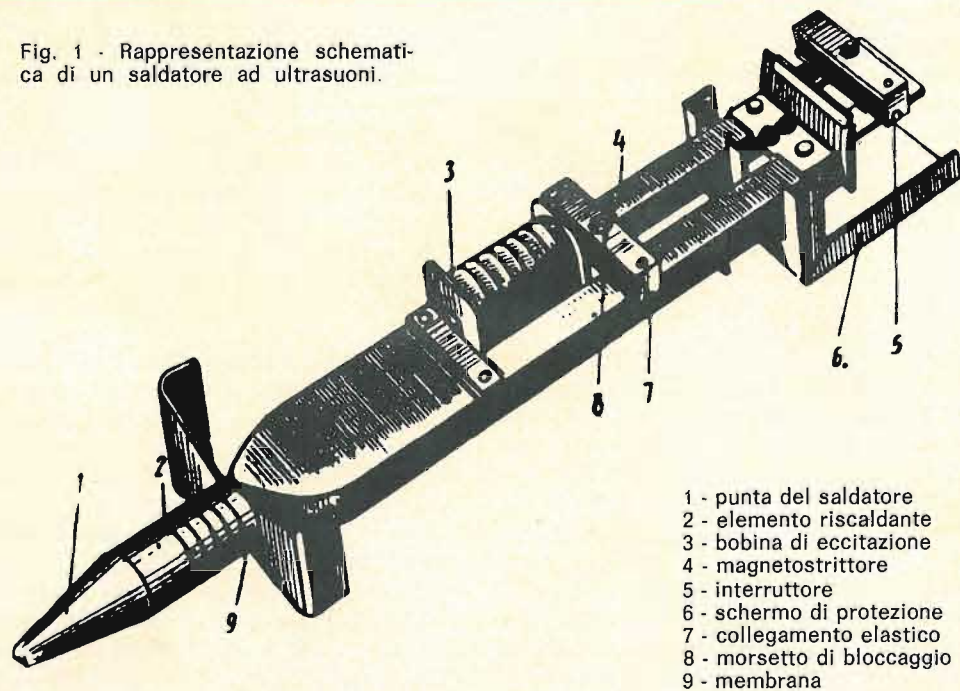


TABELLA 1

METALLI D'APPORTO PER LA SALDATURA A FUSIONE DELL'ALLUMINIO

Leghe	Denominazione UNI	R-kg/mm ²	Metallo d'apporto	R-kg/mm ² della saldatura
PALP 99,0	3567	7	ALP 99,5	7
PALP 99,5	4507	7	ALP 99,5	7
P-Al Mn 1,2	3568	8	ALP 99,5	8
P Al Mg 1,5	3573	14	Al-Mg 3	14
P Al Mg 3,5	3575	21	Al-Mg 5	21
P Al Mg 5	3576	26	Al-Mg 5	26
P Al Si 1 Mg Mn	3571	11	Al-Si 5/Al-Mg 5	11
P Al Zn 5 Mg	—	32	Al-Mg 5	26

la lega FeAl, ossia del composto FeAl₃ occorre raggiungere temperature alquanto più alte della temperatura di fusione dell'Al. E' necessario perciò per preformare lo strato attivo su cui poi effettuare la brasatura, ad esempio con lega eutettica Al-Si (87-13) fondente a 577°, immergere la zona da brasare in un bagno di Al tenuto a temperatura superiore a 700°.

La differenza di temperatura tra lega brasante e Al è sempre piccola, per cui occorre poter disporre di leghe ad alta penetrazione capillare onde abbreviare il tempo di riscaldamento. Per tale motivo anche l'attrezzatura e la tecnica di lavoro deve essere particolarmente curata.

I sistemi per procedere alla brasatura dell'alluminio sono:

A - BRASATURA A FORNO

I forni da brasatura debbono essere del tipo a circolazione d'aria o gas termoregolati con possibilità di escursione termica non superiore a $\pm 5^\circ\text{C}$. Il riscaldamento può indifferentemente essere a gas, olio combustibile, elettrico. Poiché la brasatura deve avvenire sotto flusso, non è necessario disporre di forni ad atmosfera inerte o controllata; è però chiaro che, stante la facilità di ossidazione dell'Al, un'atmosfera poco ossidante diminuisce la quantità di flusso occorrente.

Se si tratta di forni a passata, la fase di preriscaldamento può sopportare temperature piuttosto alte e non necessita di stretto controllo di temperatura, mentre invece deve essere accuratamente controllata la zona di brasatura e di raffreddamento.

B - BRASATURA AD IMMERSIONE

E' un sistema che dà ottimi risultati per brasature di serie di pezzi molto complicati. Il bagno è formato da flusso fuso, tenuto in forno termostattizzato alla temperatura di brasatura. Questo sistema assicura un perfetto decappaggio del materiale e, di conseguenza, la capillare penetrazione del metallo brasante in qual-

siasi punto, anche se il percorso che esso deve fare è tortuoso e lungo.

La presenza di acqua nel flusso deve essere accuratamente evitata, in quanto l'Alluminio la decompone ossidandosi. E' perciò necessario provvedere alla sua eliminazione sia all'inizio del lavoro che ad ogni aggiunta di flusso.

Per accelerare l'operazione è bene preriscaldare i pezzi prima dell'immersione nel bagno.

C - BRASATURA A CANNELLO

E' usata per lavori non di serie, ed è di più difficile controllo. L'operatore si regola osservando la fusione del flussante e preriscaldando in modo da ottenere la fusione del metallo d'apporto a mezzo del calore immagazzinato dai pezzi da saldare. La fiamma deve essere mantenuta neutra o modicamente ossidante, in modo da evitare assorbimento di idrogeno.

Trattamenti termici dei pezzi brasati

La brasatura avviene a temperature generalmente superiori a quella di solubilizzazione dei composti costituenti le leghe di Al temprabili e ne può perciò alterare le caratteristiche meccaniche: questo specialmente quando il riscaldamento è stato localizzato soltanto in una zona del pezzo. Al fine di evitare perciò la precipitazione dei costituenti, i pezzi brasati debbono essere temprati non appena il metallo d'apporto e il flusso si sono solidificati.

In tal modo vengono anche asportati i residui corrosivi del flusso. Operando in tal modo è possibile mantenere le medesime caratteristiche meccaniche e chimiche anche nella zona di saldatura.

BRASATURA DOLCE

La brasatura dolce dell'Al e delle sue leghe è possibile, ma urta contro varie difficoltà, sia di natura chimica ed elettrochimica che di ordine esecutivo.

Mentre nel caso della saldatura a fusione e della brasatura forte il metallo d'apporto è sempre Al o una sua lega, e quindi la giunzione avviene tra metalli omogenei, nel campo della brasatura dolce il metallo base d'apporto è costituito da Sn e sue leghe con Pb e Zn.

Dal punto di vista metallurgico, il dia-

gramma di stato Sn/Al (fig. 2) presenta un eutettico a 99,5% Sn, senza solubilità allo stato solido, il diagramma Pb/Al mostra immiscibilità sia allo stato solido che allo stato fuso e il diagramma Zn/Al (fig. 3) presenta un buon campo di solubilità allo stato solido, nonché un eutettico al 95% di Zn.

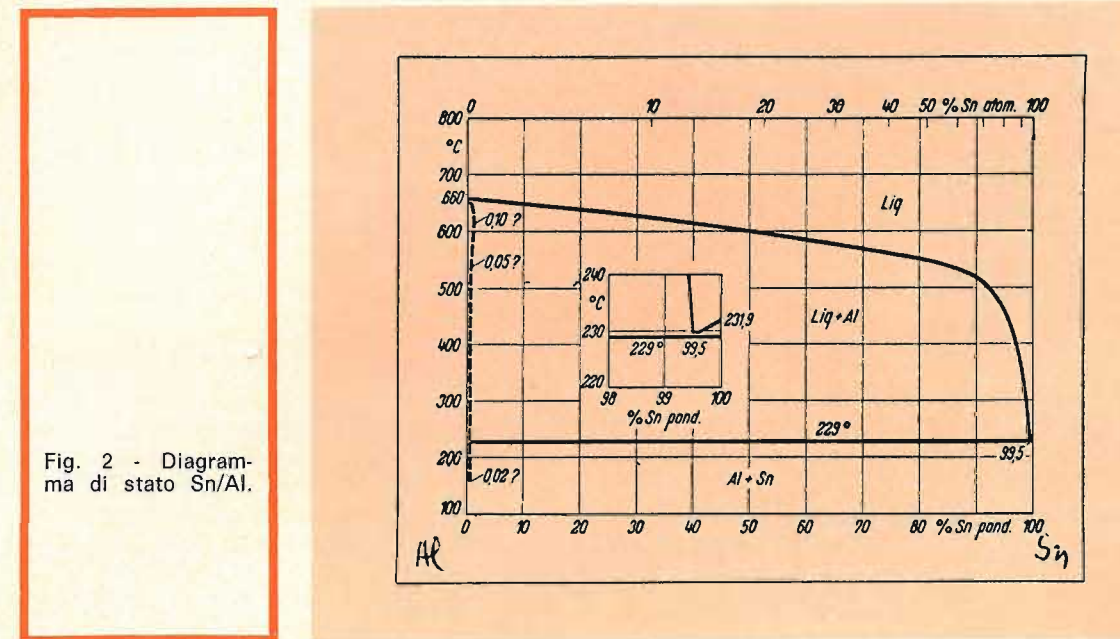


Fig. 2 - Diagramma di stato Sn/Al.

Le condizioni metallurgiche per la formazione di una base d'attacco per un'efficiente giunzione non sono molto favorevoli. La tabella 2 riporta la serie elettrochimica degli elementi e il relativo potenziale di scarica. Tra l'Al (pot. + 1,67) e lo Sn (+ 0,14) vi sono ben 1,53 V, il che significa che la catena galvanica può dar luogo a gravi fenomeni corrosivi, naturalmente sull'alluminio, in ambienti umidi. Alquanto migliore è la posizione dello Zn, sebbene tra Zn e Al vi siano sempre 0,91 V, tensione più che sufficiente a determinare seri problemi di corrosione. E' chiaro che queste difficoltà assumono un valore nettamente diverso quando si tratti di brasare altri metalli (Cu-Fe) sull'alluminio, dato che in tali casi esiste la catena galvanica Al - altro metallo che può essere anche prevalente su quella Al/Sn - Al/Zn ecc.

Prove di corrosione effettuate presso il nostro laboratorio tecnico su lastra di leghe anticorrosive di Al tipo « peraluman » saldate con leghe Sn/Pb, Sn puro, leghe Sn/Zn in camera a nebbia, alla temperatura di 40°/50° per la durata di 360 ore di esposizione hanno ampiamente dimostrato il fenomeno corrosivo e la resistenza dei vari tipi di lega brasante. Dopo tale collaudo le saldature effettuate con Sn e leghe Sn/Pb evidenziavano corrosioni rigidamente localizzate nella zona di saldatura, che avevano provocato il distacco della lega saldante dal supporto, mentre le leghe Sn/Zn non mostravano segni di corrosione apparenti. Nel primo caso si aveva la catena galvanica diretta Al - Sn: la corrosione era proceduta fino al distacco, dopo di che l'Al si era ricoperto da un velo d'ossido protettivo e il fenomeno si era arrestato. Nel

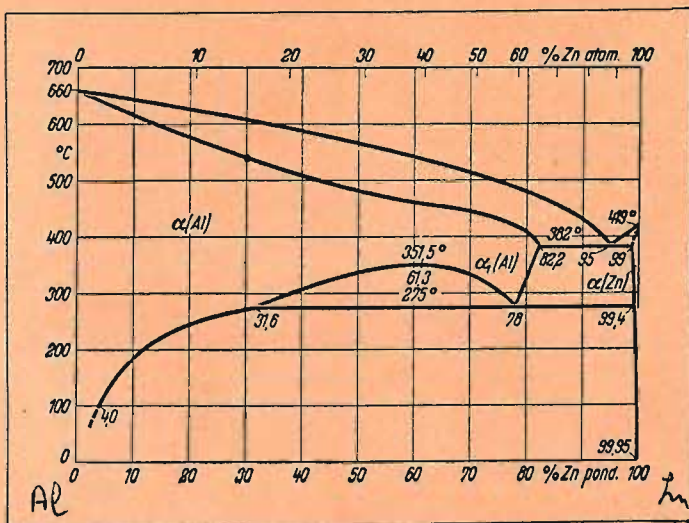


Fig. 3 - Diagramma di stato Zn/Al.

secondo caso invece la soluzione solida Zn/Al che si era formata possedendo un potenziale molto simile a quello dell'Al aveva inibito il processo corrosivo.

Da tale punto di vista e anche dal punto di vista delle caratteristiche meccaniche, le leghe contenenti Zn, quali le leghe Sn/Zn e le leghe Zn/Cd in differenti rapporti di composizione danno risultati assai migliori delle leghe Sn/Pb. Queste tuttavia sono preferite sia per il più basso prezzo, sia per la facilità di preparazione e di reperimento sul mercato.

Il grande sviluppo preso dalla produzione dell'Alluminio in questi ultimi anni, la maggior stabilità del suo prezzo rispetto a quello di altri metalli, hanno suggerito ai tecnici vari impieghi nel campo elettrotecnico: il grande ostacolo al suo sviluppo in tale campo è sempre stato il cablaggio, ossia la facilità di saldatura.

Il problema è stato affrontato dalla Sezione ENERGO con pieno rigore scientifico teso allo scopo precipuo di:

- 1) stabilire inequivocabilmente le reali possibilità di un'efficiente saldatura di cablaggio;
- 2) studiare e realizzare mezzi idonei e semplici per tale lavoro.

Le prove fatte, come del resto abbiamo sopra riferito, hanno confermato i limiti della qualità della saldatura. Ossia la possibilità di un'agevole saldatura su Al esiste; la resistenza della saldatura è però condizionata dall'ambiente in cui detta saldatura deve funzionare. In ambienti secchi le saldature fatte con qualsiasi tipo di lega resistono bene e in ambienti umidi solo le leghe Sn/Zn possono permettere la durata e la stabilità necessaria al sistema saldato.

Da tempo sono sul mercato leghe a base Sn/Zn atte a saldare su Alluminio sotto la denominazione SALDAL.

Si rendeva però necessario un flusso veramente efficiente e tale da permettere l'impiego delle leghe con i normali saldatori.

Come abbiamo esposto in precedenza, i flussi per la brasatura dolce sono di due tipi: ad azione chimica e ad azione galvanica o di cementazione. Sia gli uni che gli altri necessitano di temperature piuttosto elevate per rimuovere gli ossidi di Alluminio. E' da tener presente che l'Al ha una buona conducibilità termica (70% ca. di quella del Cu) ed un alto calore specifico (250% ca. di quello del Cu). Ciò significa che, a pa-

TABELLA 2

SERIE ELETTROCHIMICA DEI METALLI

Metallo	Potenziale elettrochimico V.
1 Magnesio	+ 2,34
2 Berillio	+ 1,70
3 Alluminio	+ 1,67
4 Zinco	+ 0,76
5 Cromo	+ 0,71
6 Ferro	+ 0,44
7 Cadmio	+ 0,40
8 Nichel	+ 0,25
9 Stagno	+ 0,14
10 Piombo	+ 0,13
11 Idrogeno	+ 0,00
12 Acciaio inox 360	- 0,09
13 Antimonio	- 0,10
14 Bismuto	- 0,20
15 Rame	- 0,34
16 Acciaio	- 0,58
17 Argento	- 0,82
18 Oro	- 1,68

rità di peso, per portare alla stessa temperatura l'Al e il Cu occorrono quantità di calore notevolmente superiori per il primo metallo che per il secondo.

Perciò per rendere agevole e rapido il cablaggio occorre approntare flussi attivi a temperature non superiori a quelle impiegate per i flussi per rame e sue leghe. E' stato perciò studiato un flusso ad azione combinata chimica e reattiva, il FLUSSO 1001 per Al, che può venir fornito sotto forma semipastosa con possibilità di essere diluito con acqua distillata, qualora si preferisca per l'impiego tale forma.

Con opportune modifiche del veicolo

disperdente abbiamo creato un flusso atto ad essere introdotto nei fili di lega saldante ottenendo così il Filo Autosaldante SUPRAL, che viene attualmente prodotto in tre tipi di serie: con Sn puro, con lega Sn/Pb al 60% di Sn, con lega Sn/Pb al 33% di Sn, ma che, su richiesta, può essere prodotto con leghe Sn/Pb aventi qualsiasi tenore di Sn.

Qualora la richiesta fosse interessante, è pure possibile la produzione di fili animati con metallo tipo SALDAL e flusso tipo SUPRAL, in quanto sono state fatte prove con esito positivo anche a questo riguardo. Per una produzione corrente di questi fili animati esiste soltanto una difficoltà di impianto in quanto è assolutamente impossibile estrarre sulla medesima pressa leghe Sn/Pb e leghe Sn/Zn. Ecco perché riserviamo tale produzione ad un tempo futuro, quando si sarà sviluppato l'utilizzo di questi tipi di saldatura.

Per ora la Sezione ENERGO consiglia questi mezzi di lavoro:

- A - per cablaggio corrente di pezzi da utilizzare in ambiente asciutto e non corrosivo: Filo Autosaldante in lega Sn/Pb SUPRAL;
- B - per cablaggio di pezzi da utilizzare in ambienti non sicuramente secchi: lega SALDAL con flusso 1001.

Il flusso 1001 è logicamente molto corrosivo, però è facilmente solubile in acqua fredda, mediante la quale è possibile la sua asportazione in misura sicuramente completa. Per pezzi che non sopportano l'immersione in acqua corrente, può essere sufficiente il lavaggio con spugna o stracci umidi.

Riteniamo con ciò di aver posto a disposizione della nostra clientela un nuovo e interessantissimo mezzo di lavoro, atto a stimolare in essa la ricerca di nuove applicazioni dell'Al e delle sue leghe.

Il nostro servizio tecnico sarà lieto di fornire agli interessati tutte le delucidazioni e i consigli necessari per l'uso di questi nuovi prodotti.

ELAC

161

RA/0430-00

il cambiadischi stereo dell'anno !!



Cambiadischi stereo a quattro velocità, con motore sincrono a due poli.

Provvisto di braccio in lega leggera e corredato di cartuccia originale ELAC a doppio cristallo KST 112. Unisce, alla semplicità di manovra e ad un ingombro molto limitato,

prestazioni di classe ad un prezzo veramente eccezionale.

Può funzionare da cambiadischi, giradischi automatico e ripetitore, tramite l'impiego del perno lungo o del perno corto, forniti in dotazione.

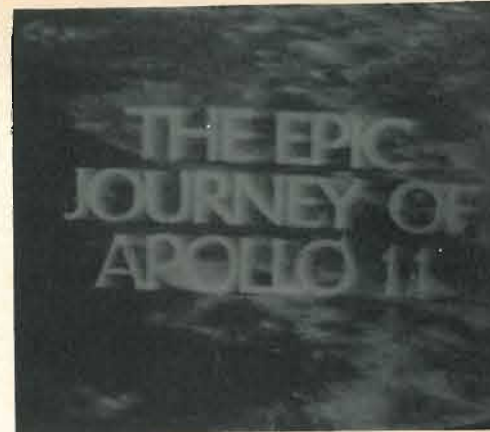
Questo servizio viene presentato ai lettori di « Selezione di Tecnica Radio TV » in prima mondiale.

L'articolo è diviso in due parti: la prima riguarda la telecamera lunare monocromatica, la seconda quella cromatica.

Quest'ultima telecamera, dato il breve periodo nel quale il sistema è stato sviluppato, non possiede ancora una sua propria letteratura.

Queste note infatti, sono state rese possibili grazie alla preziosa collaborazione della NASA.

Un particolare ringraziamento va al Sig. John McLeaish, capo del Servizio informazioni e al Dr. Carl R. Hart, capo del Servizio trasmissioni, entrambi della NASA in Houston.



LA TELECAMERA MONOCROMATICA DELL' **APOLLO 11**

La telecamera usata nelle missioni Apollo è stata progettata per funzionare sia nello spazio che sulla superficie lunare senza alcun aggiustamento ad eccezione del cambio delle lenti per la messa a fuoco.

Nel primo volo sulla Luna una piccola, ma molto sensibile, telecamera ha accompagnato gli astronauti per inviare immagini sulla Terra. La telecamera è stata realizzata dalla Westinghouse Aerospace Division con cui la NASA ha stipulato un contratto.

Oltre l'80% dei suoi stadi sono formati da circuiti molecolari integrati e fanno dell'apparecchio uno dei più recenti prodotti elettronici avuti dall'ultima tecnica dell'integrazione.

Attualmente uno dei più avanzati e sensibili tubi da ripresa è il SEC, esso è capace di operare con bassa luminosità e nelle condizioni che si hanno sulla superficie lunare.

Per ottenere una piccola larghezza di banda, la frequenza di scansione è molto più lenta di quella che viene usata per le normali trasmissioni.

Quando le immagini vengono trasmesse sulla terra bisogna quindi convertirle in modo da poter essere utilizzate per le stazioni civili.

Uno stadio secondario della telecamera, ad alta risoluzione e bassa frequenza di scansione, viene usata per riprese scientifiche.

CARATTERISTICHE

La telecamera è stata progettata e costruita in modo da poter funzionare nelle seguenti condizioni:

vibrazioni da 10 a 2000 cicli al secondo (sopra i 6g) e scosse oltre i 8g durante il lancio e l'allunaggio; variazioni di pressione da quella del livello del mare a 10^{-14} mmHg; temperatura da $+218^{\circ}\text{C}$

durante il giorno lunare, a -268°C nella notte lunare; disturbi acustici di 130 dB (sopra i $0,0002$ dine/cm²).

La camera può essere esposta: a spruzzi di sale; al 100% di ossigeno atmosferico e bombardamento di meteoriti e particelle radioattive, senza che ne risenta.

Inoltre è leggerissima, facile da maneggiare e semplice nel cambio delle lenti.

La frequenza di scansione della telecamera è stata studiata e scelta direttamente dalla NASA.

Molti fattori hanno influenzato questa scelta.

Il « motion rendition » deve essere tale da evitare la rottura di quadri, dieci frame al secondo sono state ritenute sufficienti per fare in modo da non avere quadri infranti.

Le dieci frame al secondo assicurano positivamente un buon « motion rendition » in quanto sulla Luna gli astronauti si muovono lentamente.

La scansione di 60 trame al secondo, usata dalle stazioni televisive civili, è stata un altro fattore a determinare la

scelta poiché un sottomultiplo di 60 è molto facile da convertire.

Alla telecamera non si è potuto dare che una larghezza di banda di 500 kHz in quanto bisognava dar rilievo ad altre informazioni come: le condizioni fisiche degli astronauti, l'audio, dati generali e della navicella e fattori astronomici insieme ad altri innumerevoli segnali.

La scansione di 320 linee è stata scelta per ottenere una soddisfacente risoluzione.

I normali apparecchi televisivi ne riproducono circa 300 delle 525 linee di scansione e danno un quadro buono.

Le dieci trame al secondo fanno un quadro di circa 250 linee restando, quindi, abbastanza soddisfacente.

Per fattori esclusivamente scientifici occorre che le immagini inviate risultino di alta risoluzione, poiché il « motion rendition » non è necessario per questo fine, viene usata una scansione ancora più lenta, esattamente 5/8 trame al secondo con 1280 linee.

Questa velocità di esplorazione è ottenuta dallo stesso circuito che provvede alla scansione di 320 linee a 10 trame al secondo.

L'ESPLORATORE SEC

È stato scelto il tubo da ripresa SEC (secondary electron conduction) in quanto bisogna operare soprattutto in condizioni di scarsa luminosità. Il normale tubo vidicon in questo caso non è abbastanza sensibile, mentre un orticon d'immagine è troppo largo e pesante, inoltre richiede molta energia.

Il SEC, mostrato in fig. 1, lo si può considerare formato da tre stadi principali: « image section », « SEC target assembly » e « hybrid gun ». L'immagine da trasmettere, tramite un sistema di lenti, viene proiettata su di un fotocatodo (S-20) causando un'emissione di elettroni. Questi elettroni vengono accelerati da una tensione ad alto potenziale applicata tra il fotocatodo ed il « SEC target ».

Questo « target », o anticatodo, è l'unica caratteristica che distingue la camera SEC dal vidicon e consiste in uno strato di ossido di alluminio, una sottilissima pellicola di alluminio ed un film di KCl a bassa densità. I foto-elettroni accelerati dal « target », passano attraverso lo strato di alluminio e vanno a colpire il film di KCl.

Gli elettroni secondari rilasciati dalla sottile pellicola di KCl, vengono confinati tra la placca e lo schermo lasciando così la pellicola di KCl carica (fig. 2).

Poiché la resistenza del film è alta, può mantenere la carica per un periodo relativamente lungo, cioè fino a che non viene scaricato dal lento raggio di scansione.

Il raggio di scansione è generato da un cannone elettronico del tipo vidicon, un ibrido arrangiamento con fuoco elettrostatico e deflessione magnetica (il fuoco elettrostatico permette un semplice circuito esterno e richiede poca energia).

Appena il raggio elettronico esplora il « target », il film di KCl viene scaricato tornando quasi allo stesso potenziale del catodo.

Questa azione di scarica produce il segnale video (It).

Una importante caratteristica del « SEC target » è che esso non viene completa-

mente scaricato dal fascio elettronico di lettura, ma lascia un, se pur trascurabile, segnale per la esplorazione seguente senza essere ricaricato dalla scena.

Questo elimina il problema delle immagini imbrattate (« smearing trouble ») che si avrebbero nei normali orticon e vidicon quando lavorano a basso livello di luminosità.

Con il fotocatodo S-20, la combinata sensibilità della sezione immagini (« image section ») e del « SEC target » è tipico di 10 mA/lumen.

Il guadagno del « target » viene controllato regolando la tensione di accelerazione (-2 kV a -8 kV).

IL CIRCUITO

La telecamera può essere divisa in cinque precisi stadi, come mostra il circuito a blocchi in fig. 3.

Il segnale proveniente dal SEC, viene inviato alla sezione video la quale, a sua volta, è formata principalmente da: un preamplificatore, un attenuatore, un amplificatore ed un miscelatore.

Sarebbe richiesto un segnale di disturbo s/d sotto i 28 dB affinché dalla stazione ricevente terrestre si abbiano buoni quadri, praticamente, però, anche con un s/d superiore le immagini restano soddisfacenti. Un preamplificatore a basso rumore è quindi usato per provvedere a questo minimo s/d ad un basso livello di luce.

La totale amplificazione della corrente video è circa 10^6 .

Lo stadio miscelatore inserisce i segnali di sincronismo dentro il segnale video.

I controlli automatici, di guadagno e di luce, sono stati ideati per provvedere ad un alto fattore segnale/disturbo per un dato livello di luce (AGC) e, nello stesso tempo, mantenere un segnale costante nelle riprese ad alto livello di luce (ALC).

L'AGC, inoltre, agisce sull'attenuatore per mantenere il punto massimo di funzionamento (MOP) costante all'uscita video.

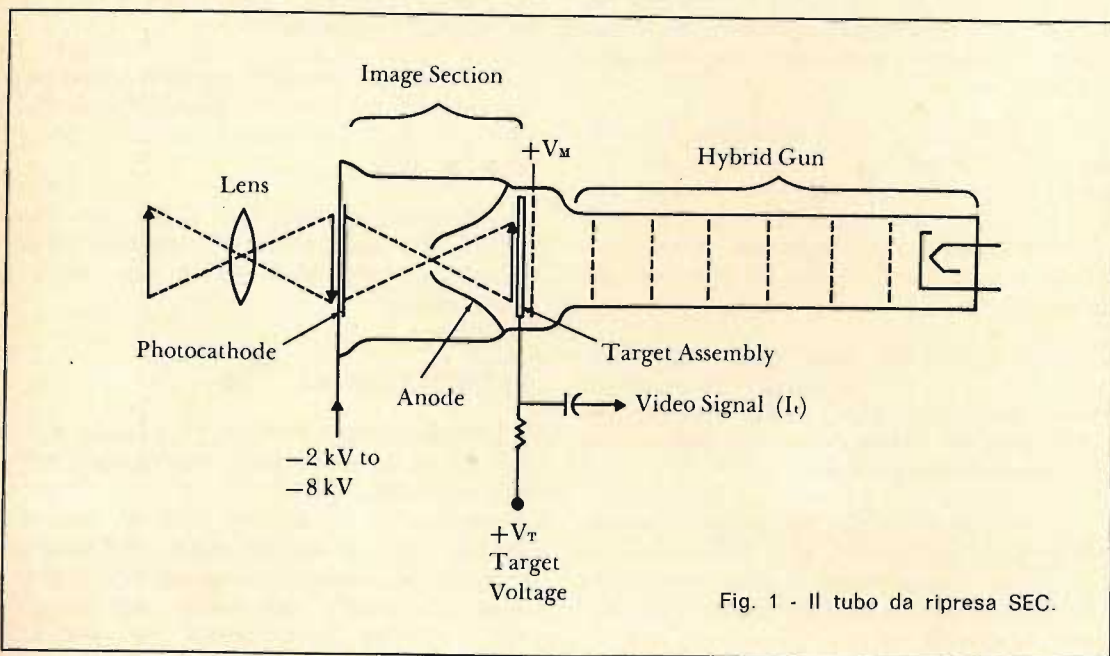


Fig. 1 - Il tubo da ripresa SEC.

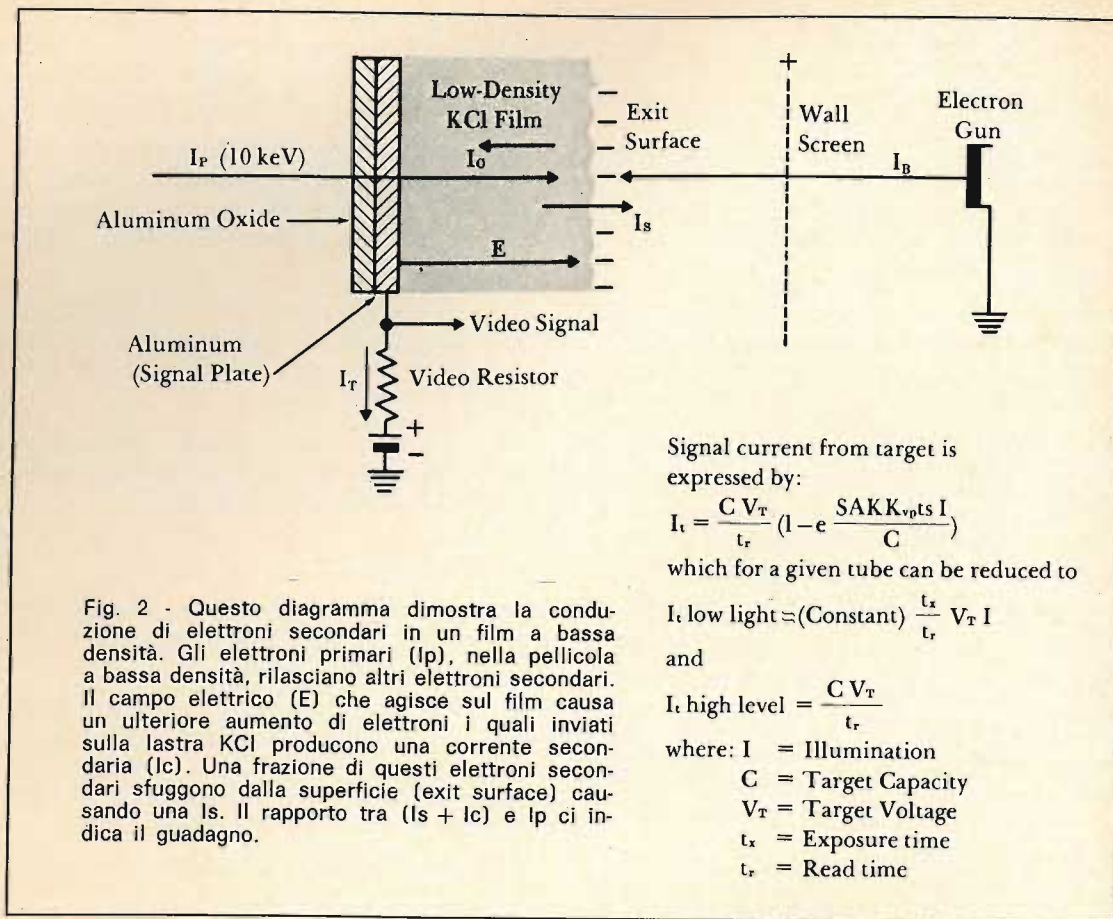


Fig. 2 - Questo diagramma dimostra la conduzione di elettroni secondari in un film a bassa densità. Gli elettroni primari (I_p), nella pellicola a bassa densità, rilasciano altri elettroni secondari. Il campo elettrico (E) che agisce sul film causa un ulteriore aumento di elettroni i quali inviati sulla lastra KCl producono una corrente secondaria (I_s). Una frazione di questi elettroni secondari sfuggono dalla superficie (exit surface) causando una I_s. Il rapporto tra (I_s + I_c) e I_p ci indica il guadagno.

Ad un massimo segnale SEC, il «target» si avvicina al suo livello di saturazione facendo perdere contrasto alle immagini da trasmettere.

Per evitare ciò il massimo punto di funzionamento del tubo SEC è stato scelto sotto questo livello.

Quando i livelli di luce tentano di far lavorare il SEC sopra questo limite, il potenziale del fotocatodo viene automaticamente abbassato per ridurre il guadagno del «target».

Questa regolazione è compiuta dal controllo automatico di luce (ALC) il quale agisce direttamente sul fotocatodo.

La resa delle immagini è ottenuta variando la tensione di accelerazione dai -8 kV ai -2 kV, quest'ultima è il potenziale di interdizione della sezione im-

Quando la camera opera con la scansione lenta, il SEC lavora con il suo più basso punto di esercizio.

Ciò in quanto un massimo segnale è proporzionale al reciproco del tempo di lettura (fig. 2).

Durante la bassa scansione il tempo di esplorazione è 16 volte più lungo, quindi, un segnale massimo viene ridotto di 16 volte.

Per provvedere ad un facile cambio di frequenza di scansione, tutti i commutatori sono elettronici, gli operatori devono agire solo su di un semplice commutatore monopolare a due posizioni.

L'AGC/ALC, oltre tutto, fanno in modo che l'uscita video venga tenuta entro variazioni non maggiori di 3 dB in una scena luminosa.

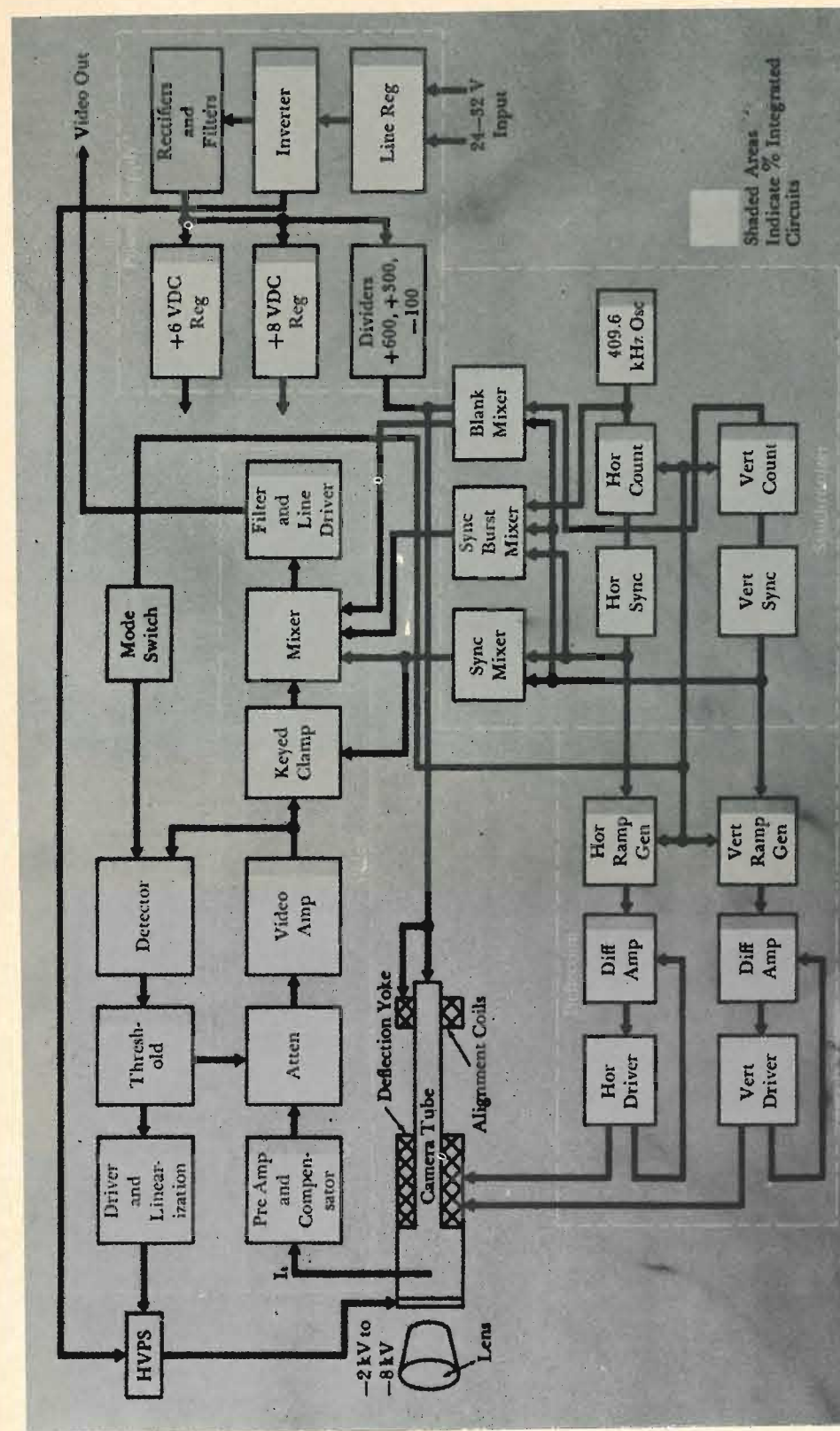


Fig. 3 - Un semplificato diagramma a blocchi; mostra le cinque sezioni principali della telecamera lunare.

Un oscillatore controllato a quarzo, nella sezione sincronismi, fa da riferimento per tutte le frequenze incluse nella camera. Detta frequenza è di 409,6 kHz e, come detto sopra, sincronizza tutti i circuiti.

Il Lunar Camera lavora con una tensione di alimentazione di 28 V, questo voltaggio viene prelevato dalla navicella spaziale e può oscillare dai 24 ai 32 V senza però che l'apparecchio da ripresa ne risenta. Un commutatore di linea elettronico provvede ad una efficiente regolazione della tensione d'ingresso mentre un invertitore fornisce gran parte delle tensioni richieste.

Due di queste tensioni (+ 6 V e - 8 V) sono usate dal circuito video e da quello dell'ALC, detti stadi necessitano di una buona stabilizzazione in quanto il loro carico è molto instabile.

I - 8 kV sono generati da un invertitore separato con ingresso regolabile (dall'ALC) ed un sei-stadi moltiplicatore di tensione seguito da un filtro addizionale.

Le varie connessioni (specialmente nella sezione alimentatrice e video) presentano la caratteristica da poter essere facilmente connessi o disconnessi in qualsiasi momento durante la missione.

Le speciali connessioni sono state realizzate dalla Westinghouse esclusivamen-

te per la camera lunare in quanto, attualmente, in commercio non esistono tipi resistenti: al vuoto, a spruzzi di sale, ad umidità e ad atmosfera esplosiva.

IL SISTEMA OTTICO

La telecamera richiede diverse lenti in quanto le scene vengono riprese da differenti campi di fuoco, inoltre i livelli di luce possono oscillare dai 0.007 alle 12.600 candele per cm².

Per coprire entrambe queste esigenze un apparato di 4 fuochi fissi è stato preferito alle lenti zoom o ad un sistema a torretta.

Queste ultime, infatti, oltre ad essere troppo pesanti nel nostro caso sono le meno attendibili.

Il cambio delle lenti è un'operazione semplicissima tanto da poter essere eseguita sia nello spazio che sulla « groovy » superficie lunare.

Nella tavola I sono elencate le loro caratteristiche. (In ottica viene chiamato fattore-T la combinazione dell'apertura dell'obiettivo [f-stop] e dell'effetto del filtro).

E' stato scelto un fattore-T in modo da far restare il « photocathode illumination » entro le caratteristiche dinamiche del tubo SEC, in altre parole le combinate caratteristiche (f-stop e effects of filtering)

TAVOLA I - CARATTERISTICHE DELLE LENTI

Scene	livelli di luce (candele per cm ²)	campo di veduta (gradi)	fattore T
notte lunare	0,002 - 0,3	30	1,15
giorno lunare	6 - 4.010	30	60
luna e terra	6 - 4.010	7	60
dentro la capsula	0,15 - 94	80	5

TAVOLA II - PARAMETRI DELLA CAMERA.

Potenza	6,5 W	
Tensione di alimentazione	24 ÷ 32 V	
Peso	3 kg	
Larghezza di banda	2 Hz a 500 kHz	
Illuminazione delle scene	0,02 ÷ 4.010 candele per cm ²	
acr (automatic control range)	1000 : 1	
Scansioni	10 trame/s	320 linee
	5/8 trame/s	1280 linee
Formato del quadro	4 : 3	
Risoluzione	500 linee TV	
Temperatura di funzionamento	- 32 ÷ + 98 °C	
Linearità	2 %	

di queste lenti sono state scelte affinché operino entro i limiti accettati dalla camera.

Per assicurare una migliore tenuta le lenti sono montate direttamente sull'assemblaggio del tubo.

ASSEMBLAGGIO

La disposizione dei diversi circuiti è stata eseguita in modo da provvedere a diverse funzioni, come il raffreddamento, per prevenire l'effetto corona e l'isolamento dei circuiti dall'alta tensione.

Uno dei problemi più critici credo sia stato il realizzare la camera resistente sia

alle radiazioni termiche provenienti dal sole e dalla stessa superficie lunare (+ 218 °C durante il giorno), sia al freddo della notte lunare (- 268 °C).

La limitazione della sensibilità, le interferenze ottiche ed i componenti elettronici, a queste temperature, possono precludere le operazioni.

Dato che nel vuoto il trasferimento di calore non può avvenire per conduzione si è scelto un « passive cooling by radiation », che in poche parole è come quando noi riflettiamo i raggi solari con uno specchio.

Le radiazioni termiche esterne vengono



Fig. 4 - Il progettista della telecamera lunare, l'ing. E. L. Svensson della Westinghouse.

quindi riflesse (nella fig. 4 è possibile notare la lucentezza del rivestimento) senza che riscaldi la camera (quando riflettiamo la luce solare da uno specchio questo non si riscalda), il calore interno, invece, per conduzione passa alla superficie esterna e da questa proiettata nel vuoto.

Affinché il calore generato all'interno della camera venga condotto tutto sulla parte esterna, i vari componenti dei cir-

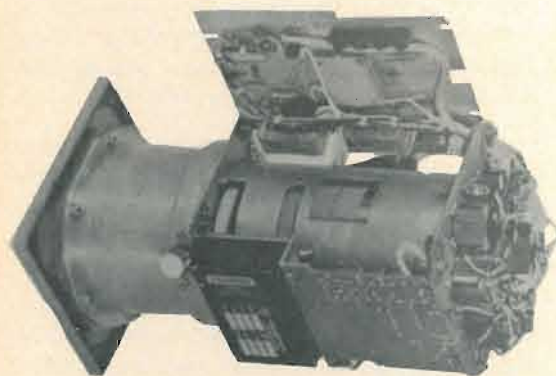


Fig. 5 - Una vista interna della telecamera lunare.

cuiti sono montati su piastre con collegamenti da un lato e piani di raffreddamento dall'altro. Queste superfici sono fatte in modo che, oltre ad agire come radiatori, provvedano ad una efficace schermatura.

Un buon equilibrio termico è assicurato da una più che sufficiente area di riflessione.

Oltre a questo, tutti i circuiti sono stati progettati per una minima dissipazione di potenza.

Un estensivo uso di circuiti integrati ha contribuito a raggiungere questo obiettivo.

Come risultato abbiamo che la temperatura all'interno della camera può oscillare tra i -32°C e i $+98^{\circ}\text{C}$.

In più, per avere ulteriori margini di sicurezza, tutti i circuiti sono stati progettati per operare sopra questi limiti.

I circuiti per l'alta tensione e di alimentazione, per le varie pressioni in cui sono chiamati ad operare, hanno richiesto una speciale costruzione sia per prevenire le rotture degli isolanti che dall'effetto corona.

CAMERA TEST

Oltre alle vibrazioni, all'umidità, agli spruzzi di sale ed alle altre prove di ambiente normalmente compiute nello spazio e in laboratorio, la camera è stata provata per operare su di una simulata superficie lunare con entrambe le caratteristiche del giorno e della notte.

Dopo aver passato il test è stata soggetta di più accurati esami per determinare l'ammontare del grado di sicurezza avvallabile.

Le prove finali la camera le ha compiute magnificamente sotto gli ancora increduli occhi di milioni di telespettatori di tutte le parti del mondo portando in ogni casa un po' di quella luna tanto ammirata in passato, desiderata ieri, ottenuta oggi.

di Domenico Serafini

Questo semplice apparecchio è di facile realizzazione pur essendo un accessorio molto utile, in modo particolare, quando si è in presenza di condensatori variabili di cui non si conosce il valore della capacità.

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

PONTE DI CAPACITÀ

Descriviamo ora per prima cosa il principio di funzionamento. Il circuito è basato su un ponte di Wheatstone, in esso compare effettivamente la resistenza in corrente alternata del condensatore da misurare con quella di un condensatore il cui valore è noto. Siccome la resistenza in corrente alternata di un condensatore è proporzionale alla sua capacità, confrontando le resistenze in corrente alternata si confrontano praticamente le capacità. In fig. 1 è stato riportato lo schema di principio.

Il condensatore C corrisponde alla capacità nota mentre C_x corrisponde a quella da misurare. Il cursore si sposta lungo il filo resistivo fino a raggiungere un punto di valore nullo. A questo punto la resistenza in corrente alternata e, di conseguenza, la capacità di C e di C_x sono nel rapporto:

$$C : C_x = CB : AC$$

Per un condensatore standard C, il rapporto CB/AC dipende dal valore di C_x . Vale a dire che la posizione del punto di valore nullo varia con la lunghezza del filo resistivo. Si può tarare l'apparecchio ri-

spetto a un condensatore standard utilizzando diversi valori noti di C_x .

L'apparecchio è formato da due parti: la sorgente di corrente alternata e il circuito a ponte.

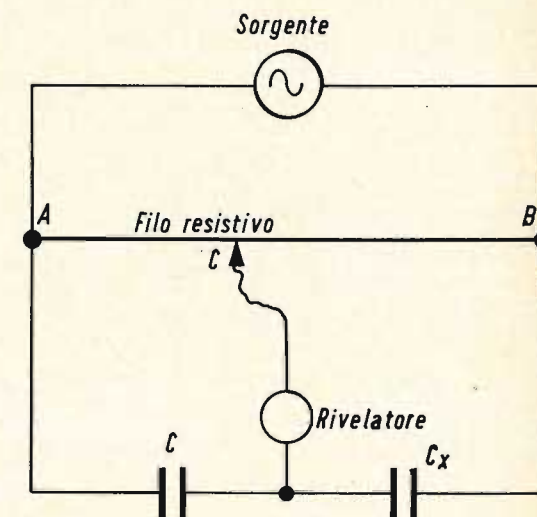


Fig. 1 - Schema di principio del ponte di capacità.

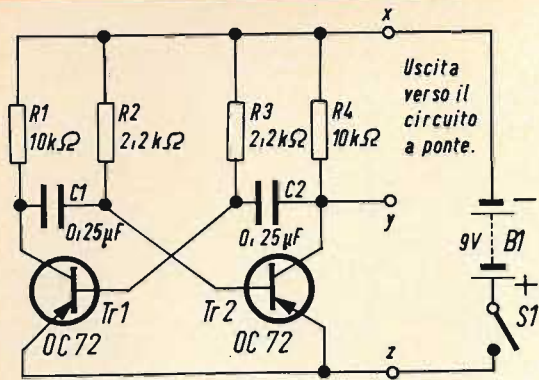


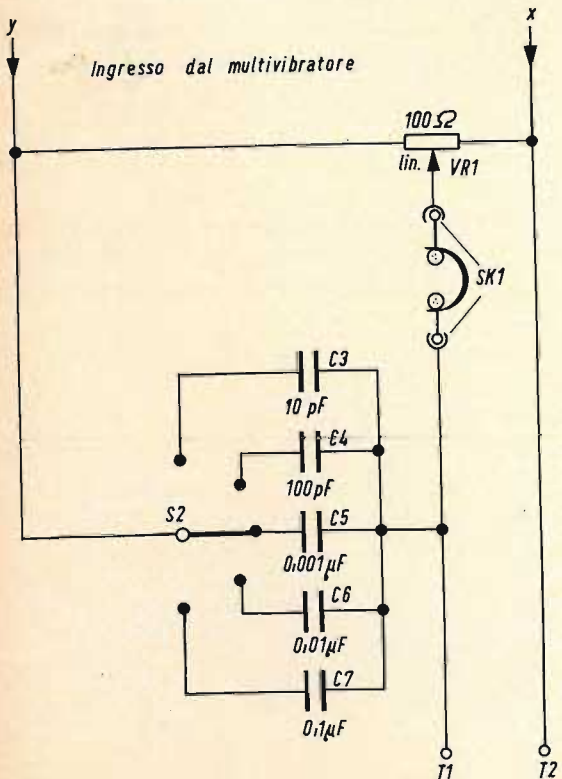
Fig. 2 - Schema elettrico del multivibratore.

Componenti

- $R_1 = 10 \text{ k}\Omega - 0,5 \text{ W} - 10\%$
- $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega - 0,5 \text{ W} - 10\%$
- $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega - 0,5 \text{ W} - 10\%$
- $R_4 = 10 \text{ k}\Omega - 0,5 \text{ W} - 10\%$
- $C_1 = 0,25 \mu\text{F}$
- $C_2 = 0,25 \mu\text{F}$
- $TR_1 = OC72$
- $TR_2 = OC72$

Sorgente di corrente alternata

Essa è formata da tre multivibratori liberi, i transistor impiegati sono degli OC72.



Circuito a ponte

Nel circuito, il filo resistivo raffigurato nello schema di principio è sostituito da un potenziometro lineare da 100 Ω.

Il rivelatore è sostituito da cuffie e il condensatore standard del dispositivo selettore che permette di far variare la capacità standard da 10 pF a 0,1 μF in cinque gamme di commutazione. La scala può essere estesa fino a 10 μF circa se necessario, senza che questa richieda delle modifiche nel circuito. Il multivibratore è collegato ai capi del potenziometro e le capacità in parallelo.

La capacità da determinare è collegata ai terminali T₁ e T₂.

Componenti

- $VR_1 = 100 \Omega$ potenziometro lineare a filo
- $C_3 = 10 \text{ pF}$
- $C_4 = 100 \text{ pF}$
- $C_5 = 0,001 \mu\text{F}$
- $C_6 = 0,01 \mu\text{F}$
- $C_7 = 0,1 \mu\text{F}$
- Commutatore a 5 vie

Fig. 3 - Schema elettrico del circuito a ponte.

ADDIO

vecchio concetto
di scatole di montaggio



SCOPRITECI

SIAMO

LE

NUOVE

SCATOLE

DI

MONTAGGIO

Per insegnanti, inventori,
hobbisti esigenti,
principianti, vere
costruzioni elettroniche



MISURATORE CON LAMPADINA AL NEON

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Riportiamo in questo articolo un semplice circuito che potrà essere molto utile a tutti coloro che vogliono costruirsi un voltmetro di prestazioni abbastanza accurate pur essendo molto economico, per mezzo di lampadine al neon.

Il sistema più semplice e meno costoso per misurare una tensione, una resistenza e una capacità è quello di usare una lampadina al neon. Questo è dovuto al fatto che la lampadina si accende (si innesca) quando una certa tensione viene applicata ai suoi terminali; una volta che la lampadina è accesa, è richiesta una tensione minore per mantenere l'innesco. In ogni lampadina, queste tensioni restano costanti una volta che la lampadina ha lavorato per un certo periodo. Shuntando la lampadina attraverso un potenziometro partitore di tensione, è possibile fare in modo che la lampadina inizi a illuminarsi o a spegnersi, e quindi misura delle tensioni.

I valori sono letti direttamente su un quadrante o scala graduata posta sull'indice del potenziometro.

Mentre i manuali e i cataloghi riportano le tensioni di innesco e di spegnimento per le lampadine al neon, queste tensioni rappresentano il valore medio.

Le tensioni esatte di accensione e di spegnimento variano naturalmente da lampada a lampada. Per provare uno dei

circuiti, si prende una lampada e si misura la tensione richiesta dopo l'invecchiamento. (Per invecchiamento si intende far funzionare la lampada alla corrente richiesta per circa 100 ore). Allora si saprà esattamente quali sono le tensioni di riferimento di quella lampada.

Voltmetro con lampadina al neon

Tutto ciò che è necessario è un potenziometro, una resistenza serie, una lampadina, dei terminali di prova e una scatola per inserire questi componenti. In fig. 1 è riportato lo schema che, come si può vedere, è molto semplice. Il po-

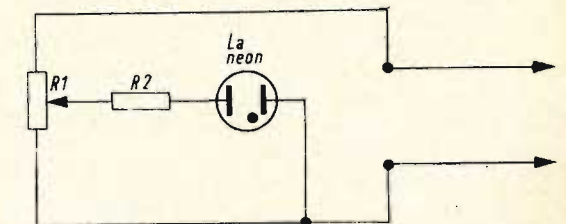


Fig. 1 - Voltmetro con lampada al neon che utilizza un potenziale fisso di accensione di lampadine diverse.

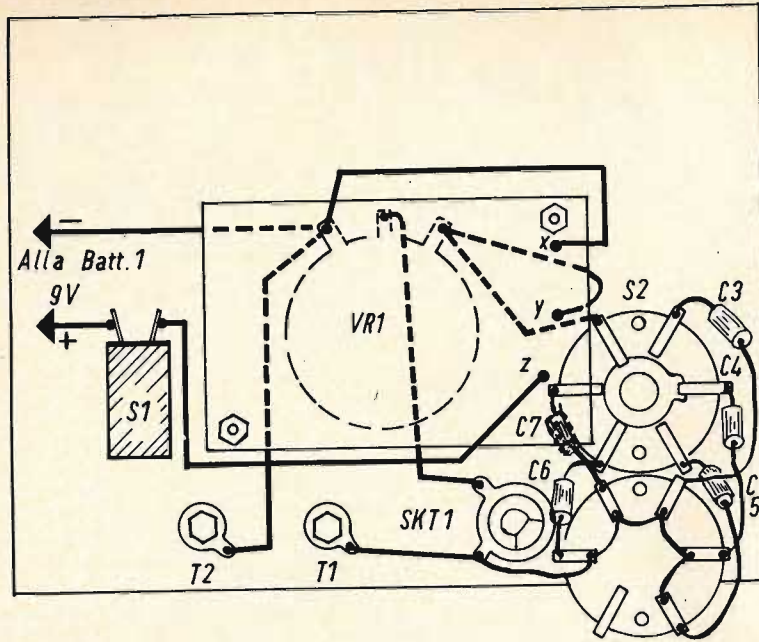


Fig. 4 - Esempio di cablaggio del circuito.

Realizzazione

Il potenziometro, il selettore, i terminali T_1 e T_2 , le prese di misura per le cuffie e il commutatore acceso-spento sono montati sul pannello frontale del contenitore. I condensatori da C_3 a C_7 sono raccordati direttamente al selettore, mentre il circuito stampato su cui viene montato il multivibratore e la pila di alimentazione sono montati nel contenitore. Il cursore e il quadrante sono preparati in questo modo: il quadrante è formato da un semicerchio di carta bianca spessa sul quale sono tracciati cinque archi da A ad E, viene montato sul frontale nel posto appropriato. Il cursore è formato da una barretta di plastica lungo la quale sono

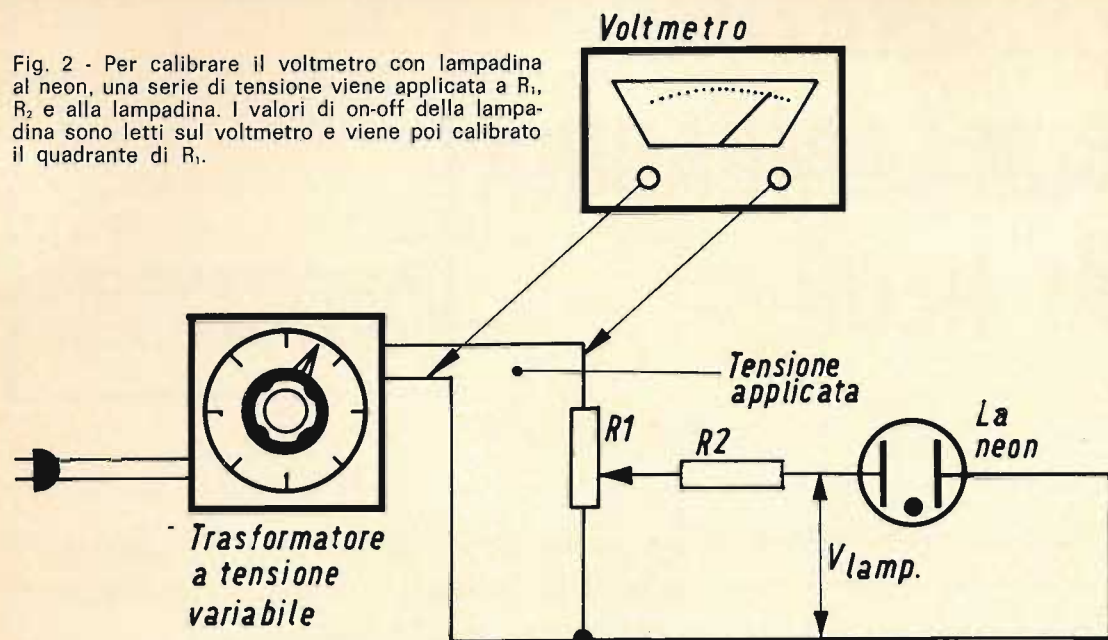
praticati dei piccoli fori, in coincidenza con gli archi semicircolari tracciati sul quadrante. Questo cursore è collegato a un pulsante di comando da fissare sull'asse del potenziometro. Se il frontale del contenitore è metallico, si devono isolare i componenti che sono montati su di esso.

Può sembrare necessario avere a disposizione un numero elevato di condensatori per la prova, ma si può evitare questo utilizzando una scatola di prova o mettendo i condensatori in parallelo e in serie e si arriva così a ridurre considerevolmente il numero necessario per realizzare la taratura.

(da « Practical Wireless »)

PRODOTTI **NOVARA** 28100
 BALUARDO
 QUINTINO SELLA 32
 TEL. 24.208

Fig. 2 - Per calibrare il voltmetro con lampadina al neon, una serie di tensione viene applicata a R_1 , R_2 e alla lampadina. I valori di on-off della lampadina sono letti sul voltmetro e viene poi calibrato il quadrante di R_1 .



tenziometro R_1 dovrebbe avere un valore di 500.000Ω per evitare di caricare il circuito e per non avere una corrente eccessiva. Un potenziometro da $1 M\Omega$ potrebbe essere anche migliore. Il valore di R_2 dipende dal tipo di lampada usata, questo valore è riportato di solito nei cataloghi delle lampade.

La scala sarà lineare solamente nel caso in cui anche il potenziometro sia del tipo lineare. I potenziometri lineari sono lineari per ogni grado di rotazione da circa il 20 all'85 % della rotazione totale.

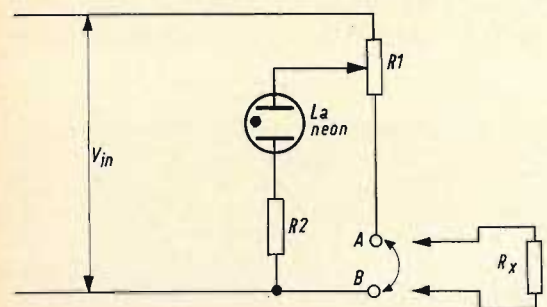


Fig. 3 - Il potenziometro R_1 viene calibrato in ohm. La condizione on-off della lampada determina il valore incognito di R_x .

La calibrazione viene fatta (fig. 2) usando un trasformatore variabile attraverso la rete a corrente alternata.

Un voltmetro normale servirà per la misura della tensione normale. Questo metodo è buono fino a circa 150 V. Per la calibrazione c.c. si usa una batteria e un altro potenziometro. Si inizi la calibrazione mettendo R_1 sul suo valore massimo, così la lampada viene attraversata dall'intera tensione applicata. Si regoli il trasformatore fino all'accensione della lampada. Se si vuole usare la tensione di innesco o accensione come riferimento, si misuri la tensione in questo punto e si annoti sul quadrante di R_1 . Se si vuole usare la tensione di spegnimento come riferimento, si faccia tornare indietro il trasformatore a tensione variabile fino a che la lampada si accende in modo esatto e si misuri la tensione in questa posizione.

Quindi si prenda nota del valore del potenziometro.

In un secondo tempo si riporta il trasformatore variabile a tensione conveniente come misurato sul voltmetro. Se si trova una tensione di accensione di 90 V, si possono usare all'inizio scatti di 5 V e scegliere 95 V per la regolazione

finale. Si faccia variare R_1 (e non il trasformatore) fino a che la lampada si accende o si spegne e quindi si segni la scala. Si ripetano questi scatti per ogni contrassegno che si desidera.

Ohmmetro con lampadina al neon

Questa è semplicemente una sostituzione tecnica. Il potenziometro R_1 (fig. 3) deve essere calibrato in ohm con un ohmmetro. Per funzionare, i terminali A e B devono essere cortocircuitati e R_1 regolato in modo che la lampada si accenda (o si spenga).

Quindi, la resistenza sconosciuta R_x viene sostituita per un attimo attraverso i terminali A e B. Ora il potenziometro deve essere calibrato in modo che causi l'accensione o lo spegnimento della lampada; in altre parole si deve diminuire la resistenza fra il terminale centrale del potenziometro e il terminale A. Il valore della diminuzione della resistenza è uguale al valore della resistenza incognita. Con un quadrante calibrato in ohm, il valore è facilmente determinato.

In fig. 4 è riportato un circuito più pratico. Le resistenze limitatrici di corrente prevengono cortocircuiti sulla rete c.a. e permettono la misura esatta di resistenze di bassa potenza. Vengono usati due potenziometri, R_4 per misure fino a 50.000Ω e R_5 fino a 500.000Ω .

Siccome questo metodo di misura in c.a. per la misura di resistenze non è così accurato come il metodo convenzionale

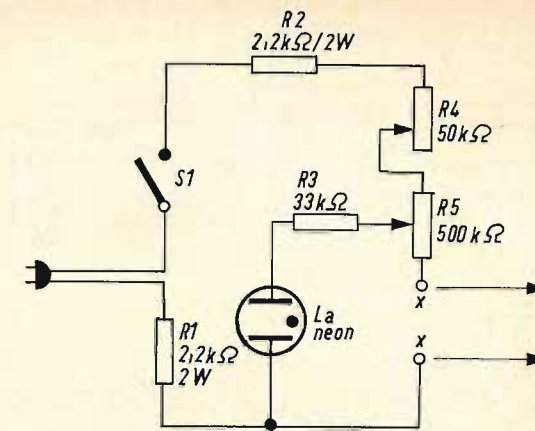


Fig. 4 - Questo ohmmetro usa due potenziometri che provvedono a una gamma più grande di misure.

con la tecnica c.c., potrà essere impiegato dove non sia richiesta una accuratezza estrema.

Il sistema di fig. 4 può anche essere usato per la misura di capacità. Nel nostro caso si deve usare la corrente alternata naturalmente e si misurerà la resistenza capacitiva. Ma calibrando il quadrante con diversi valori capacitivi noti, saremo in grado di effettuare facilmente delle misure accurate.

Le piccole lampadine al neon sono molto economiche ma sicure, quindi se avete bisogno di un volt-ohmmetro poco costoso e abbastanza preciso potete utilizzare il circuito ora descritto.

(Da « Radio-Electronics » 6806)

Tra la CGE - Compagnia Generale di Elettricità, Milano, e la Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft AEG - Telefunken, Berlino - Francoforte, sono in avanzato stadio negoziati per la concentrazione del dipartimento beni elettronici di consumo della CGE nel gruppo AEG - Telefunken che è fra le più importanti industrie mondiali nel settore. La CGE continuerà indipendentemente la propria espansione nelle altre attività di sua competenza che includono attività impiantistiche, prodotti elettromeccanici ed elettronici per uso industriale, prodotti elettronici per uso militare e professionale. Il dipartimento beni elettronici di consumo della CGE era già da molti anni licenziatario della AEG - Telefunken e il principale fornitore di apparecchi televisivi e radio alla rete di distribuzione italiana di tale società. La Telefunken Radio Televisione (TRT). Il dipartimento produce e vende altresì apparecchi radio e televisivi per altri marchi tra cui quello CGE ed è ufficialmente confermato che tale attività di vendita verrà continuata anche sotto la nuova gestione. Il dipartimento ha circa 1800 dipendenti con fabbrica a Milano.

Si prevede che l'operazione sarà presto sottoposta agli organi competenti. Questa operazione conclude un ciclo di ristrutturazione delle attività italiane della CGE che, come è noto, è una affiliata italiana della General Electric Company USA.

circuitti

integrati

Di produzione interamente europea, la gamma di Circuiti Integrati Philips offre le soluzioni più adatte ad ogni vostro problema:

DIGITALI

DTL ($t_{pd} = 30$ ns)

Serie FC - Compatibile con la serie 200 0-75°C

FCH 101	- Singola porta NAND *
FCH 111	- Singola porta NAND
FCH 121	- Doppia porta NAND *
FCH 131	- Doppia porta NAND
FCH 141	- Tripla porta NAND *
FCH 151	- Tripla porta NAND *
FCH 161	- Tripla porta NAND
FCH 171	- Tripla porta NAND
FCH 181	- Quadrupla porta NAND *
FCH 191	- Quadrupla porta NAND
FCH 201	- Sestuplo inverter *
FCH 211	- Sestuplo inverter
FCH 221	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCH 231	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCY 101	- Triplo espansore d'ingresso
FCJ 101	- Flip-Flop JK
FCJ 111	- Flip-Flop JK master-slave
FCJ 201	- Flip-Flop JK master-slave
FCJ 121	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCJ 131	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCJ 191	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCJ 211	- Doppio Flip-Flop JK master-slave
FCK 101	- Multivibratore monostabile
FCK 101 Q	- Multivibratore monostabile
FCL 101	- Rivelatore di livello (trigger di Schmitt)

* senza resistenza di collettore

Circuiti complessi

FCH 281	- Comparatore a 5 bits
FCH 291	- Rivelatore di parità a 10 bits
FCH 301	- Decodificatore a 4 bits
FCJ 141	- Decade asincrona
FCJ 221	- Quadruplo Flip-Flop tipo D
FCL 111	- Decoder/NIT driver

DTL

Serie FC - Versione militare
-55° + 125°C

FCH 102	- fino a 212 - Porte NAND
FCH 222	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCJ 102	- Flip-Flop JK
FCK 102	- Multivibratore monostabile
FCK 102 Q	- Multivibratore monostabile
FCL 102	- Rivelatore di livello

TTL ($t_{pd} = 13$ ns)

Serie FJ - Compatibile con la serie 74

FJH 101	- Singola porta NAND (7430)
FJH 111	- Doppia porta NAND (7420)
FJH 121	- Tripla porta NAND (7410)
FJH 131	- Quadrupla porta NAND (7400)
FJH 141	- Doppia porta NAND (buffer) (7440)
FJH 151	- Doppia porta espandibile AND-OR-NOT (7450)
FJH 161	- Doppia porta AND-OR-NOT (7451)
FJH 171	- Porta espandibile AND-OR-NOT (7453)
FJH 181	- Porta AND-OR-NOT (7454)
FJH 221	- Quadrupla porta NOR (7402)
FJH 231	- Quadrupla porta NAND (7401)
FJY 101	- Doppio espansore AND-OR-NOT (7480)
FJJ 101	- Flip-Flop JK (7470)
FJJ 111	- Flip-Flop JK master-slave (7472)
FJJ 121	- Doppio Flip-Flop JK master-slave (7473)
FJJ 131	- Doppio Flip-Flop tipo D (7474)
FJJ 191	- Doppio Flip-Flop JK master-slave (7476)

Circuiti complessi

FJJ 141	- Decade asincrona (7490)
FJJ 181	- Quadruplo Flip-Flop tipo D (7475)
FJL 101	- Decoder/NIT Driver (7441A)

Documentazioni Tecniche sul Circuiti Integrati

Dati tecnici:

M6a - Circuiti integrati lineari
M3a - Circuiti integrati digitali (serie FC, FJ, FH)

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

PHILIPS

LINEARI

TTL ($t_{pd} = 8$ ns)

Serie FH - Compatibile con la serie SUHL II

FHH 101 A	- Singola porta NAND (SG 262)
FHH 101 B	- Singola porta NAND (SG 263)
FHH 121 A	- Doppia porta NAND (SG 242)
FHH 121 B	- Doppia porta NAND (SG 243)
FHH 141 A	- Quadrupla porta NAND (SG 222)
FHH 141 B	- Quadrupla porta NAND (SG 223)
FHH 161 A	- Singola porta AND-OR-NOT (SG 252)
FHH 161 B	- Singola porta AND-OR-NOT (SG 253)
FHH 181 A	- Singola porta AND-OR-NOT (SG 212)
FHH 181 B	- Singola porta AND-OR-NOT (SG 213)
FHY 101	- Espansore d'ingresso AND-OR-NOT (SG 232)
FHY 121	- Doppio espansore d'ingresso AND-OR-NOT (SG 272)

FHJ 101 A	- Flip-Flop J K (ingressi AND) (SF 252)
FHJ 101 B	- Flip-Flop J K (ingressi AND) (SF 253)
FHJ 121 A	- Flip-Flop J K (ingressi AND-OR) (SF 262)
FHJ 121 B	- Flip-Flop J K (ingressi AND-OR) (SF 263)

E²CL ($t_{pd} = 2.5$ ns)

Serie FK

FKH 101 A	- Doppia porta con possibilità di OR
FKH 111 A	- Doppia porta
FKH 121 A	- Line driver
FKJ 101 A	- Flip-Flop RS

M. O. S.

Serie FD

FDN 106	- Quadruplo shift register dinamico a 32 bits - 2 fasi
FDN 116	- Quadruplo shift register dinamico a 32 bits - 1 fase
FDN 126	- Shift register dinamico a lunghezza variabile da 1 a 64 bits - 2 fasi
FDN 136	- Shift register dinamico a lunghezza variabile da 1 a 64 bits - 1 fase
FDN 146	- Shift register dinamico a 256 bits - 2 fasi
FDN 156	- Shift register dinamico a 256 bits - 1 fase
FDQ 106	- Random Access Memory 128 bits (64 x 2)
FDR 106 Z	- Read Only Store 256 x 9 bits.

Dati di Impiego:

- Circuiti integrati digitali serie FC - generalità e applicazioni.
- Circuiti integrati digitali serie FJ - generalità e applicazioni.
- Circuiti integrati lineari per radio TV b.f. - generalità e applicazioni.

TAA 241	- Amplificatore operazionale
TAA 242	- Amplificatore operazionale
TAA 243	- Amplificatore operazionale
TAA 521	- Amplificatore operazionale
TAA 522	- Amplificatore operazionale
TAA 811	- Amplificatore operazionale
TAA 812	- Amplificatore operazionale
TAB 101	- (De) modulatore ad anello
TAA 480	- Amplificatore di canale
TAA 500	- Amplificatore per microfoni
TAA 530	- Chopper a quattro MOST
OM 200	- Amplificatore per protesi auditive
TAA 370	- Amplificatore per protesi auditive
TAA 263	- Amplificatore per bassi livelli
TAA 293	- Amplificatore per uso generale
TAA 309	- Amplificatore audio da 1 W
TAA 310	- Preamplicatore audio per registratori a nastro
TAA 320	- Preamplicatore M.O.S.
TAA 350	- Amplificatore-limitatore per canale suono TV e radio FM
TAA 435	- Preamplicatore pilota audio
TAA 450	- Amplificatore discriminatore per canale suono TV e radio FM
TAA 550	- Stabilizzatore di tensione per sintonizzatori a diodi varicap
TAA 570	- Amplificatore discriminatore per canale suono TV e radio FM
TAA 700	- Elaboratore segnali video e di sincronismo per TV
TAD 100	- Radioricevitore AM per OM, OL

Circuiti M.S.I. e L.S.I. sono inoltre realizzabili su richiesta, sia con tecniche bipolari che M.O.S.

Le richieste di queste documentazioni tecniche vanno indirizzate a:

PHILIPS s.p.a. - Reparto Microelettronica
piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano

SCHEMI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 MULTIVIBRATORI ASTABILI CON CIRCUITO INTEGRATO

Le Fig. 1 e 2 mostrano lo schema di un multivibratore astabile simmetrico realizzato con 2 porte NAND a 2 ingressi facenti parte dell'elemento integrato logico tipo FLH 101, che in Fig. 1 è rappresentato con i simboli della tecnica digitale.

Per la descrizione del funzionamento si deve partire da una certa condizione momentanea, per esempio in cui all'uscita W della porta G2 è presente il livello di tensione L.

Attraverso il condensatore C1, ancora scarico, si ha lo stesso potenziale anche all'ingresso X della porta G1 e come conseguenza la sua uscita Y sarà a tensione O come pure è O l'ingresso Z del G2. La tensione presente all'uscita W carica ora lentamente attraverso la resistenza R1 il condensatore C1.

Contemporaneamente il condensatore C2 in precedenza carico, si scarica attra-

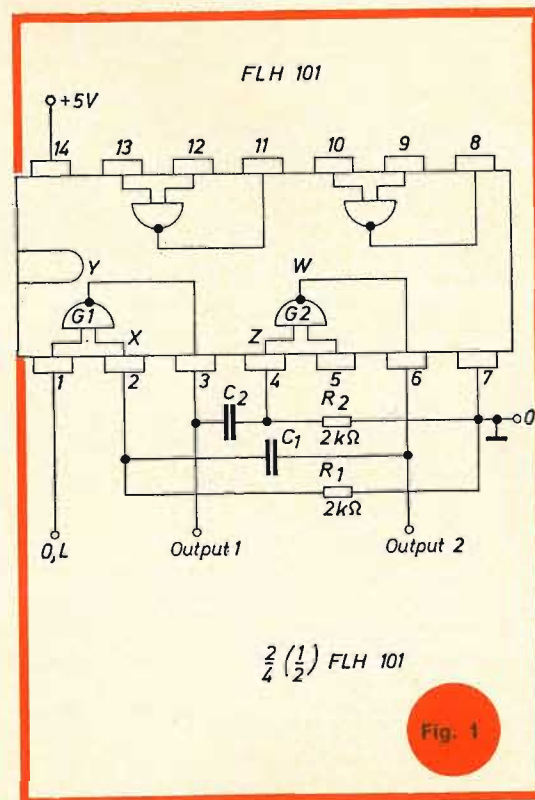


Fig. 1

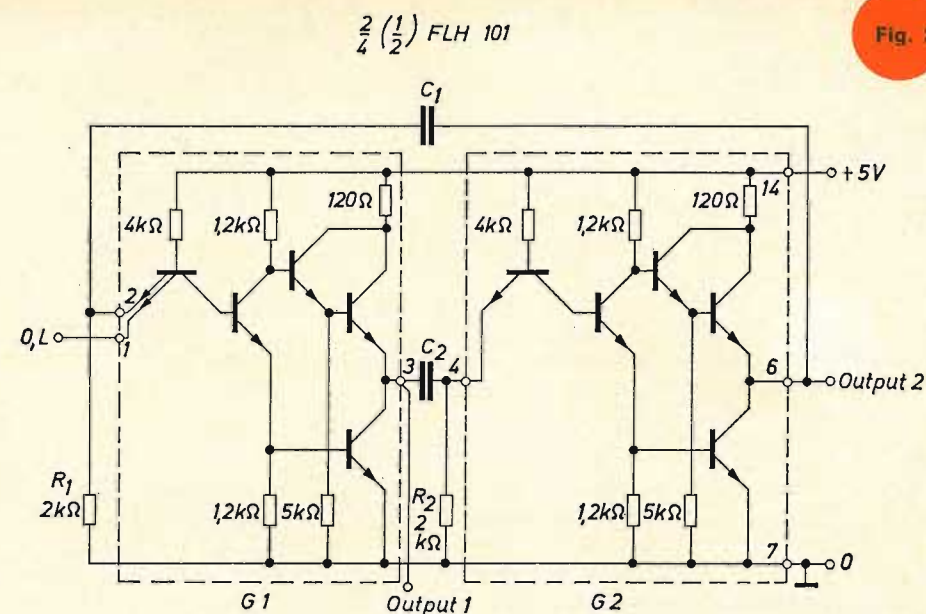


Fig. 2

verso la resistenza R2 dato che come già accennato l'uscita Y si trova a potenziale O e poiché questo condensatore si trova con la sua armatura positiva verso l'uscita Y, all'ingresso Z sale lentamente la tensione a un valore negativo.

Con l'aumentare della carica del condensatore C1 diminuisce la tensione all'ingresso X e non appena viene superato il valore di soglia si commuta la porta G1 e di conseguenza anche la porta G2. Il condensatore C1 viene ora scaricato e il condensatore C2 caricato, sino che all'elemento G2 la tensione di soglia viene superata e G1 e G2 commutano e di seguito si ripete la descritta sequenza.

Attraverso l'ingresso 1 della porta G1 il multivibratore può venire bloccato con un potenziale O o messo in funzione con un potenziale L.

Le resistenze R1 e R2 devono essere dimensionate in modo che l'oscillazione si crei con sicurezza alla inserzione, un aumento delle resistenze oltre il valore di 2 kΩ segnato non è ammissibile, mentre è possibile una piccola diminuzione.

Per la determinazione della frequenza di oscillazione del multivibratore serve la

formula

$$f \sim \frac{1}{2 RC}$$

La frequenza può venire variata a piacere entro vasti limiti mediante le variazioni dei condensatori C1 e C2, che devono avere lo stesso valore; pertanto con questo schema possono venire realizzati solo multivibratori simmetrici mentre con

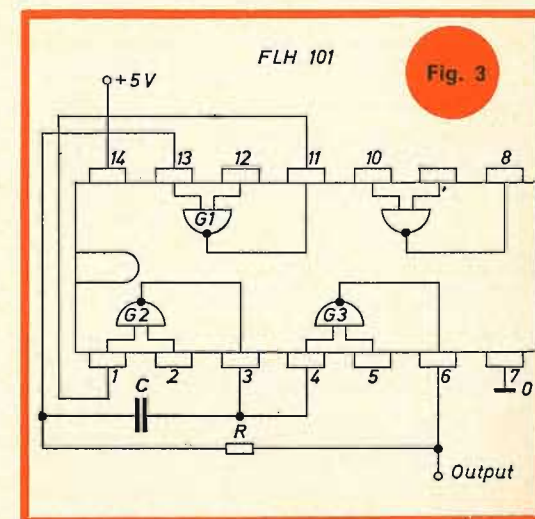


Fig. 3

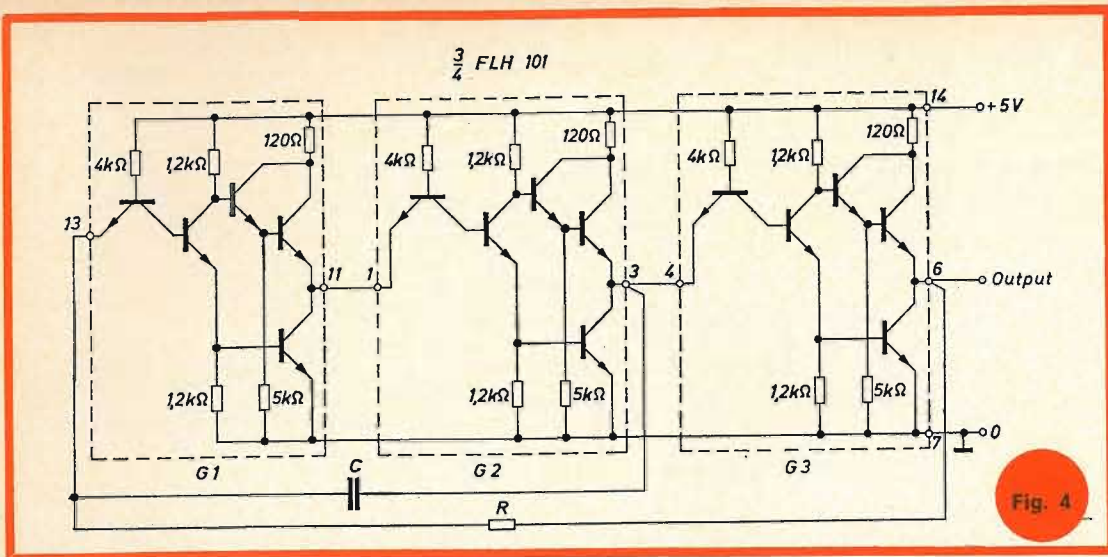


Fig. 4

lo schema a Fig. 3 e 4 può venire realizzato un multivibratore disimmetrico cioè con tempi di pulsazione diversi tra l'attacco e la pausa.

Esso consta di tre porte NAND con l'aggiunta di un condensatore e una resistenza.

Il rapporto della pulsazione può venire regolato con la resistenza nel rapporto di 1 a 25 e 1 a 35.

Il circuito comprendente la serie del condensatore C e la resistenza R viene attraverso le porte G2 e G3 continuamente invertito di polarità e questo fenomeno di polarizzazione avviene spontaneo per reazione del punto comune del condensatore e della resistenza sull'ingresso della porta G1.

La capacità del condensatore C determina la frequenza di oscillazione, con 1 nF si raggiunge una frequenza di alcuni MHz, la resistenza R avrà allora un valore di circa 500 Ω.

2 PRESTADIO CON ELEVATA RESISTENZA DI INGRESSO

Per molti impieghi, per esempio collegamento di un fonorivelatore a cristallo ad un amplificatore, sono necessari pre-stadi con elevata resistenza di ingresso.

Questo elevato valore di ingresso nei circuiti a transistor viene normalmente raggiunto mediante l'inserzione di una resistenza di emettitore.

La complessiva resistenza di ingresso è pertanto proporzionale alla grandezza di questa resistenza di emettitore e al fattore di amplificazione di corrente del transistor.

Data la relativa elevata corrente residua e pertanto la necessaria elevata corrente del punto di lavoro nei transistor al germanio, con le normali tensioni di lavoro, con questi transistor può venire usata una resistenza di emettitore non molto elevata.

Con i transistor al silicio planari, data la molto piccola corrente residua possono essere impiegati con punti di lavoro di meno di 100 μA, con ciò possono essere inserite resistenze di emettitore per esempio di 27 kΩ come raffigurato nello schema a Fig. 5.

Si raggiunge in questo caso una resistenza di ingresso di più di 700 kΩ sfruttando pure l'elevato fattore di amplificazione di corrente di questo transistor al silicio. Nello schema a Fig.5 è pure indicato come questo pre-stadio deve essere collegato all'ingresso di un normale amplificatore di B.F.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione 20 V

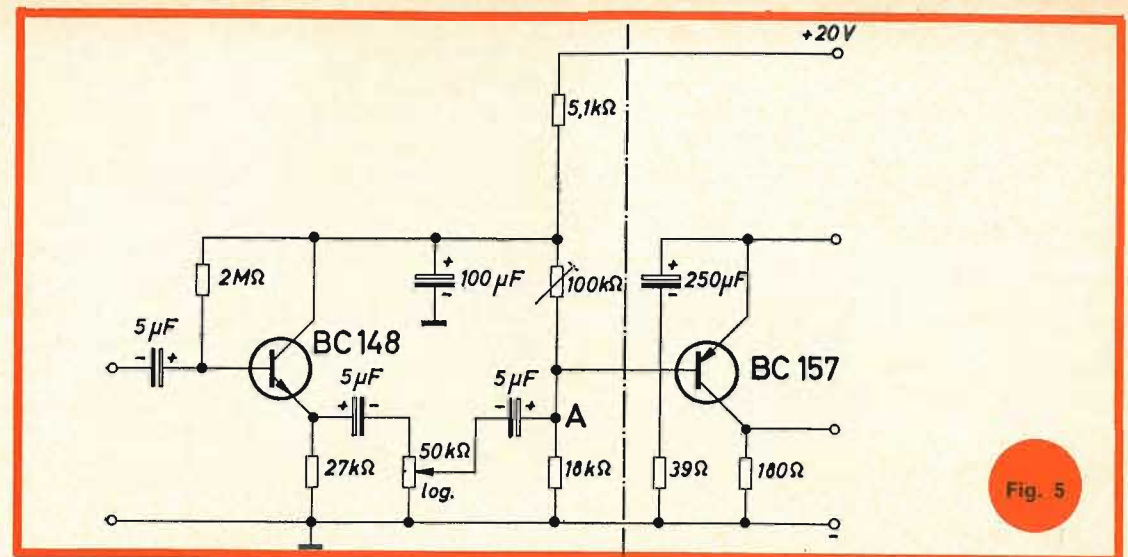


Fig. 5

Tensione di ingresso	250 mV
Resistenza di ingresso	circa 700 kΩ
Resistenza di uscita (punto A)	< 9 Ω
Amplificazione di tensione	< 1

3 ALIMENTATORE

STABILIZZATO

A 6 V 50 mW

Negli alimentatori di rete specialmente per piccole potenze di uscita è difficile ottenere un buon grado di rendimento.

La Fig. 6 illustra uno schema di alimentatore stabilizzato con due punti di taratura, che offre un ottimo rendimento sia al minimo che massimo carico.

Il condensatore viene caricato ad impulsi la cui frequenza di successione è dipendente dal carico; se la tensione di uscita al condensatore di livellamento C1 supera un determinato valore il transistor T1 viene interdetto.

Il valore della tensione di uscita per il quale avviene questo effetto, può venire regolato con la resistenza R1. Il blocco del transistor avviene se la tensione al-

l'emettitore ha un potenziale negativo rispetto alla tensione mantenuta alla base con un diodo Zener, con ciò viene interdetto anche il transistor T2 e cessa la carica del condensatore.

L'energia accumulata nella induttanza L si scarica ora attraverso il diodo D1 sul condensatore C1, con questo si ottiene un miglioramento del rendimento.

Il condensatore C1 si scarica sulla resistenza di carico e non appena la tensione di uscita scende sotto un determinato valore i transistor T1 e T2 vanno in conduzione e il condensatore viene ricaricato.

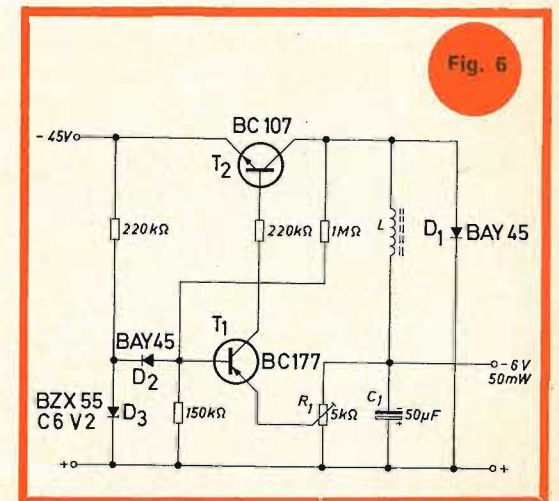


Fig. 6

Dati tecnici

Tensione di alimentazione	30 sino 45 V
Corrente di esercizio	0,85 sino 3,5 mA
Tensione di uscita	6 V
Potenza di uscita	50 mW
Rendimento	45 sino 48%
Massima temperatura ambiente	60°C

4 LAMPEGGIATORE ELETTRONICO DI DIREZIONE

In sostituzione dei lampeggiatori meccanici si prospettano interessanti soluzioni elettroniche a transistor che offrono i vantaggi di non necessitare di manutenzione e grande adattabilità alle diverse esigenze. Come illustrato a Fig. 7 lo sche-

ma elettrico comprende un multivibratore astabile composto dai transistor complementari BCY 58 e BCY 78 e un terzo transistor T3 per le pause della pulsazione. Mediante variazioni della resistenza della costante di tempo la frequenza degli impulsi può venire variata a piacere.

Alla inserzione la corrente di carica del condensatore da 2,2 μ F mette in conduzione il transistor T2 che a sua volta pilota il T3. Esaurita la carica del condensatore cessa la conduzione del transistor T2 e T3 mentre di conseguenza può condurre il transistor T1. Attraverso la giunzione collettore-emettitore di questo avviene ora la scarica del condensatore e non appena esaurita la scarica può condurre di nuovo il transistor T2 e di conseguenza il T3 e così via. Si ottiene pertanto la frequenza di 90 pulsazioni al minuto, necessaria per il lampeggiatore.

Come interruttore finale di potenza è impiegato il transistor AUY 29. Il commutatore S segnato nel circuito di collettore di questo transistor è lo stesso esistente nel lampeggiatore del veicolo.

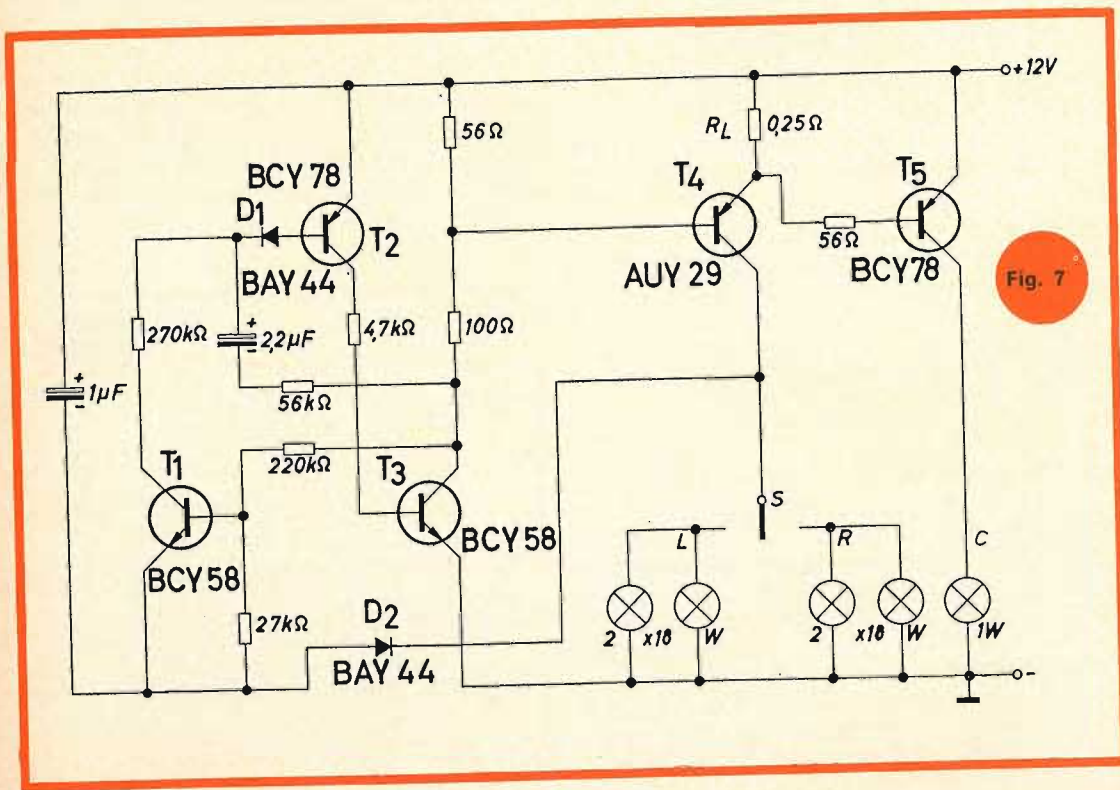


Fig. 7

Se venisse a bruciarsi una delle due lampade che vengono contemporaneamente azionate, diminuisce la caduta di tensione ai capi della resistenza R_L in modo tale che il transistor T5 non può più condurre e pertanto si spegnerà la lampada di controllo C posta nell'interno del veicolo e segnerà l'inconveniente.

È utile, come esiste con i lampeggiatori meccanici, che venga aggiunto un segnale acustico di controllo delle pulsazioni del lampeggiatore, pertanto in sostituzione della resistenza R_L si può montare un adatto relé, in questo caso il relé può comandare pure la lampada di controllo.

L'inserzione del vibratore avviene con l'azionamento del commutatore S che chiude il circuito del diodo D2, a commutatore aperto questo diodo blocca il passaggio di corrente.

Prima del transistor T2 è inserito il diodo D1 di protezione dato che il transistor non sopporterebbe la tensione di 12 V inversa presente fra la sua giunzione base-emettitore.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione	12 V
Corrente di esercizio con lampeggiatori in funzione	3 A
Frequenza di pulsazione	90 al minuto
Temperatura ambiente	-20 + 70 °C

5 METRONOMO ELETTRONICO

Anche per questo impiego può essere usato lo stesso multivibratore descritto nel precedente argomento 4; lo schema è illustrato a Fig. 8.

In uscita è inserito lo stadio finale attraverso un circuito RC che trasforma l'impulso del multivibratore in un breve colpo acustico nell'altoparlante.

La frequenza del vibratore può essere regolata fra 40 e 220 colpi al minuto.

Il circuito è stato studiato particolarmente dal punto di vista di un minimo assorbimento di corrente, in modo che si

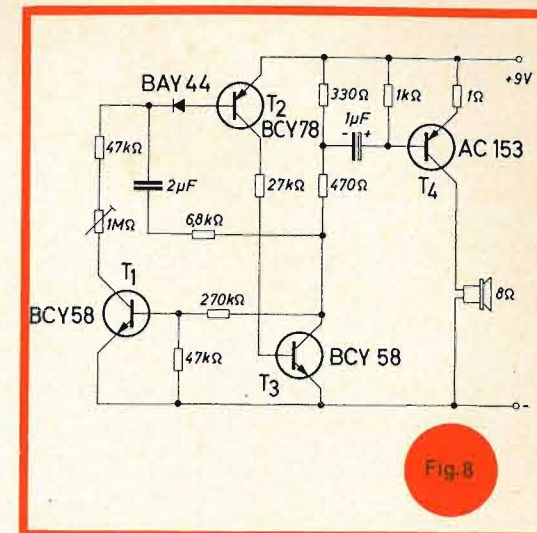


Fig. 8

possa usare come alimentazione una batteria di 9 V come per gli apparecchi portatili.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione	9 V
Corrente di esercizio (dipende dalla frequenza)	1,5 sino 7 mA
Resistenza dell'altoparlante	8 Ω
Frequenza regolabile degli impulsi	40 sino 220 al minuto
Errore di frequenza per diminuzione della tensione della batteria del 20%	-1%
Errore di frequenza per temperatura di 50°C (riferito a 25°C e 120 battiti al minuto)	1,5%

6 CONTROLLO ELETTRONICO DEL NUMERO DEI GIRI

Per un controllo o regolazione del numero di giri si possono impiegare vari sistemi, per esempio accoppiando un piccolo generatore elettrico.

Questo principio però, in caso di basso numero di giri, ha l'inconveniente che si ricava un segnale troppo debole.

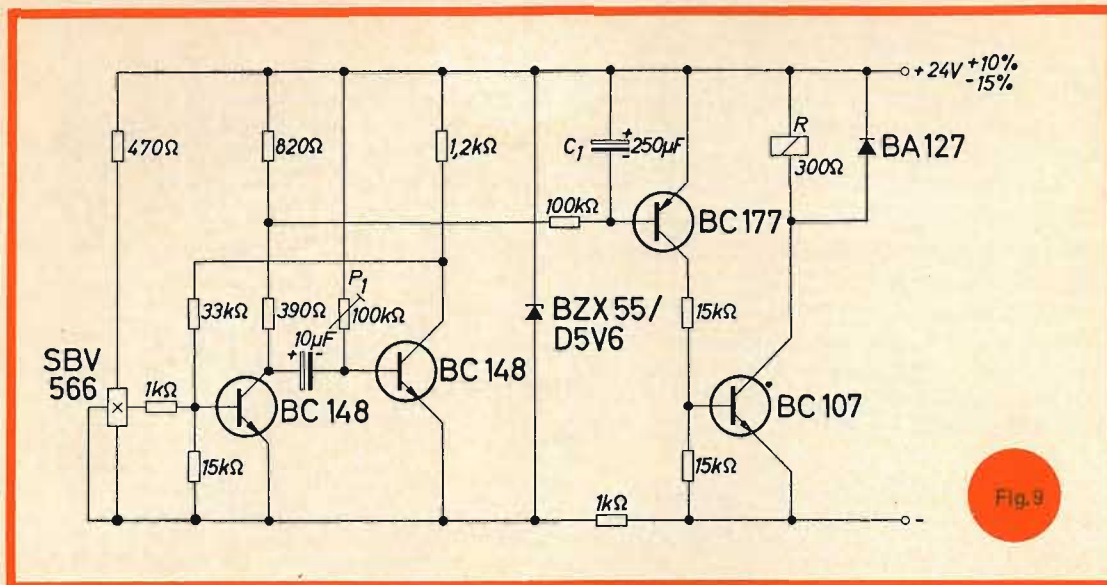


Fig. 9

Un sistema vantaggioso è quello di applicare un magnete permanente sulla circonferenza della parte rotante, i passaggi del magnete in rotazione possono venire registrati con un generatore di Hall o una magneto-resistenza.

Nell'esempio secondo Fig. 9 è stata scelta come ricevitore una sonda di Hall tipo SBV 566, che genera un segnale ad ogni passaggio del magnete rotante.

Come costruzione sperimentale è stato impiegato un magnete permanente in ferrite tipo DS da 1,6 x 6 x 5 mm posto alla distanza di 2 mm dal generatore di Hall.

Poichè il tempo di azionamento e pertanto l'entità di energia ricavata dagli impulsi non è esattamente definibile, è stato inserito nel circuito un multivibratore monostabile che invia al condensatore C1 un impulso costante, in ampiezza e durata.

A questo condensatore può venire collegato per esempio uno strumento di misura e l'ampiezza della corrente misurata sarà proporzionale al numero degli impulsi e cioè al numero dei giri.

Nell'esempio della Fig. 9 con una tensione al condensatore C1 di 0,7 V si por-

tano in conduzione i transistor dei due stadi di amplificazione e il relé viene attratto.

Questo valore di tensione viene raggiunto con un numero di giri di circa 50 al minuto.

I transistor vengono eccitati sino a un minimo di giri di 25 al minuto, col potenziometro P può venire regolata l'ampiezza dell'impulso e quindi pure il numero dei giri per il quale viene ottenuta l'eccitazione del relé.

Dati tecnici

Tensione di esercizio 24 V (+10 — 15%)

Campo di regolazione del numero di giri 29 ÷ 50 giri/minuto

Resistenza della bobina relé 300 Ω 29 ÷ 50 giri/minuto

Estratto dalla pubblicazione «Halbleiter Schaltbeispiele 1968» della Siemens Aktiengesellschaft.



Vittoria Sollinas

filodiffusore stereofonico

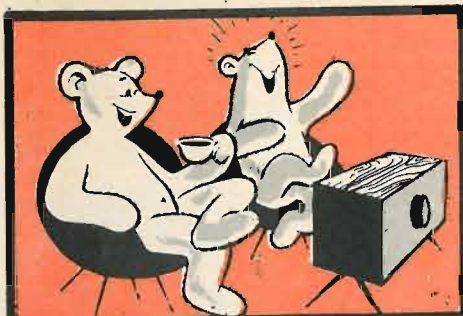


CARATTERISTICHE TECNICHE

Interamente transistorizzato - Funziona in modo autonomo in riproduzione monoaurale ed in unione ad un amplificatore stereo consente la ricezione del canale stereofonico della filodiffusione - Selezione del canale con tastiera.

Potenza di uscita mono: 3-5 W
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 15.000 Hz
 Distorsione: 2%
 Rapporto segnale/disturbo: 70 dB
 Alimentazione universale
 Dimensioni: 430 x 265 x 130.

G.B.C. QUALITÀ ● G.B.C. GARANZIA ● G.B.C. GIUSTO PREZZO



VIDEO RISATE



Mario: il tecnico è venuto per regolare la TV a colori



Message speciale per il sig.: 11YS

In questo breve articolo riportiamo con alcuni esempi, il metodo pratico per la sostituzione dei vecchi raddrizzatori a valvole e al selenio con i più attuali diodi a semiconduttore.

IL RIPARATORE

METODO DI SOSTITUZIONE DEI RADDRIZZATORI

Ormai da diversi anni, i raddrizzatori che forniscono la corrente continua necessaria alla alimentazione di numerosi stadi di un televisore sono dei diodi al silicio.

In precedenza i costruttori utilizzavano sia delle valvole, sia dei raddrizzatori al selenio.

Questi due tipi di componenti, dopo qualche anno di funzionamento, presentavano un calo nelle caratteristiche. Per quanto riguarda le valvole, si tratta dell'esaurimento dello strato emissivo del catodo che libera così meno elettroni. Si dice anche che la resistenza interna della valvola aumenta.

Per un raddrizzatore al selenio, si tratta anche di un aumento della resistenza nel senso normalmente conduttore, il senso diretto, e allo stesso tempo di una diminuzione della resistenza nel senso inverso.

L'effetto di invecchiamento delle valvole o dei raddrizzatori sul funzionamento di un televisore si trasforma nella impossibilità di ottenere una immagine che copre interamente lo schermo. Dei

margini neri appariranno sui quattro lati. Spesso si può correggere l'altezza dell'immagine, agendo sul potenziometro dell'ampiezza verticale, ma non vi è alcun mezzo per ristabilire la larghezza normale, talvolta si può avere anche una mancanza di contrasto sull'immagine.

Si comincia allora, misurando l'alta tensione all'uscita del raddrizzatore e si noterà che è molto più bassa del normale.

In generale essa deve essere di 220-240 V, su un apparecchio in buono stato; ma con dei raddrizzatori vecchi può essere anche di 200 V o meno.

Non si deve confondere l'effetto prodotto dall'indebolimento dei raddrizzatori con quello che risulta dalla perdita di capacità dei condensatori di filtro. Questo ultimo incidente ha anch'esso come conseguenza la riduzione delle dimensioni dell'immagine, ma questa è generalmente deformata: le linee verticali, soprattutto vicino al bordo di destra, sono deformate a forma di S.

Nel caso ci fosse ancora qualche dubbio sulla causa del difetto di funzionamento, la prima verifica da fare è quella dei condensatori di filtro. Come si può

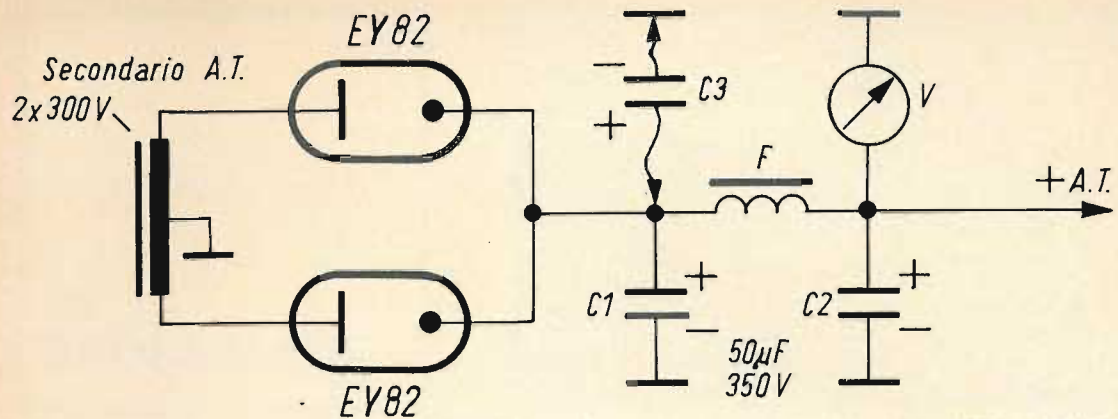


Fig. 1 - Sistema di controllo delle tensioni, collegando un voltmetro fra l'uscita della bobina di filtro F e la massa.

vedere in fig. 1, un voltmetro V viene collegato fra l'uscita della bobina di filtro F e la massa. Un condensatore nuovo C₃ munito di fili di collegamento terminanti con delle pinze a cocodrillo isolate è successivamente messo in parallelo sui condensatori C₁ e C₂. Naturalmente, si deve scegliere come condensatore di prova un componente avente una capacità e una tensione di funzionamento sufficiente. I valori medi riscontrati sono di 50 µF e di 350 ÷ 400 V. Si deve anche fare attenzione a rispettare la polarità del nuovo condensatore, vale a dire di collegare il suo polo « + » al polo « + » di quello che si vuole controllare. D'altra parte in certi circuiti, il polo « - » dell'alimentatore non è direttamente collegato alla massa del telaio. In questo caso il collegamento diretto alla massa del condensatore di prova avrà per effetto di disturbare in un altro modo il funzionamento del televisore.

A partire dal momento in cui il collegamento del condensatore di prova fa ritornare l'alta tensione al suo valore normale, il condensatore difettoso è rintracciato. Se il condensatore è del tipo multiplo cioè nello stesso contenitore vi sono due, tre o anche quattro condensatori si deve sostituire il pezzo completo.

Lo stato di un condensatore difettoso può portare anche alla rottura e si viene così a creare un rischio di guasto futuro che non è affatto desiderabile.

Se il modello di condensatore multiplo non è più disponibile, si deve almeno togliere completamente l'elemento difettoso dal circuito di alta tensione.

Alcuni condensatori chimici hanno, nell'alimentazione di un televisore, un ruolo un po' particolare. È il caso dei circuiti detti « duplicatori di tensione » nei quali si ottiene un'alta tensione di 240 V

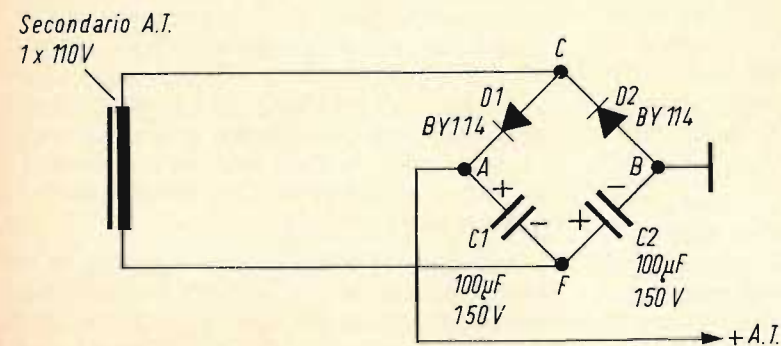
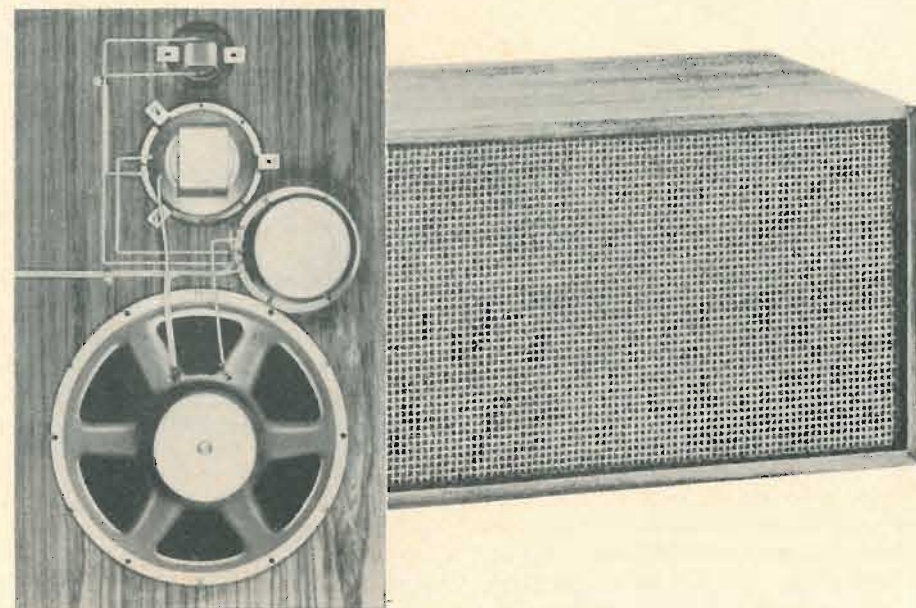


Fig. 2 - Circuito duplicatore formato da due diodi al silicio.

Peerless

costruire una
cassa acustica
è molto semplice!



La Peerless, oltre a produrre una vasta gamma di altoparlanti per HI-FI, progetta anche diversi tipi di casse acustiche e può fornire i relativi « KIT ». I tipi di cui disponiamo soddisfano quasi completamente le diverse esigenze degli appassionati in fatto di qualità, costo e dimensioni. Tutte le casse progettate dalla Peerless sono del tipo completamente chiuso, sistema che favorisce un'ottima riproduzione delle basse frequenze.

TIPO	ALTOP. IMPIEGATI	POT. MAX.	CAMPO DI FREQ.	DIMENSIONI	N. G.B.C.
PABS 2-8 a 2 vie	1 Tweeter 1 Woofer	8 W	50-18.000 Hz	395x245x165	AA/5470-00
PABS 3-15 a 3 vie	1 Tweeter 1 Mid-range 1 Woofer	15 W	45-18.000 Hz	515x218x270	AA/5480-00
PABS 3-25 a 3 vie	1 Tweeter 1 Mid-range 1 Woofer	25 W	40-18.000 Hz	635x380x400	AA/5485-00
PABS 4-30 a 4 vie	2 Tweeter 1 Mid-range ellittico 1 Woofer 1 Crossover tipo 3-25	30 W	30-18.000 Hz	630x340x234	AA/5490-00

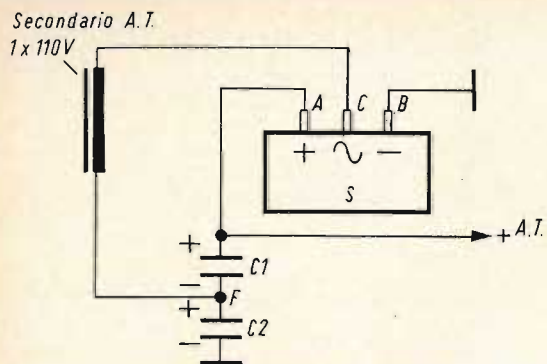


Fig. 3 - Circuito raddrizzatore formato da un raddrizzatore al selenio.

mettendo in serie due sorgenti di 120 V. I condensatori del circuito duplicatore devono avere allora una tensione di funzionamento di soli 150 V. La fig. 2 rappresenta un circuito duplicatore in cui i raddrizzatori sono sempre dei raddrizzatori solidi e non delle valvole.

Quando si sostituiscono i condensatori C_1 e C_2 , è consigliabile utilizzare dei modelli particolarmente studiati per sopportare questo regime di funzionamento.

Per controllare i condensatori C_1 e C_2 con l'aiuto di un componente esterno, rispettando le polarità, si noterà che solo C_2 ha il suo polo negativo a massa e che C_1 , il cui polo positivo è collegato al + dell'alta tensione, al suo polo negativo collegato al punto F. La corrente di carico di C_1 circola nel senso C - A - F e quella di C_2 circola nel senso F - B - C.

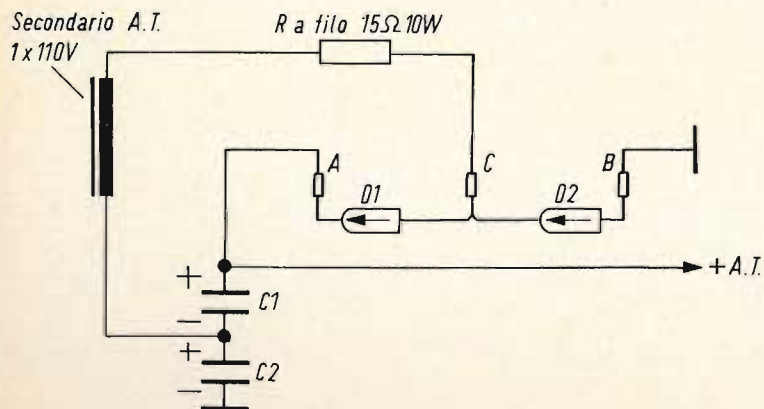


Fig. 4 - Sostituzione del raddrizzatore al selenio con diodi semiconduttori.

Seguendo il circuito A - F - B, si vede che i due condensatori si trovano collegati in serie, ciò che dà, fra A e B, il doppio della tensione stabilita per ogni condensatore.

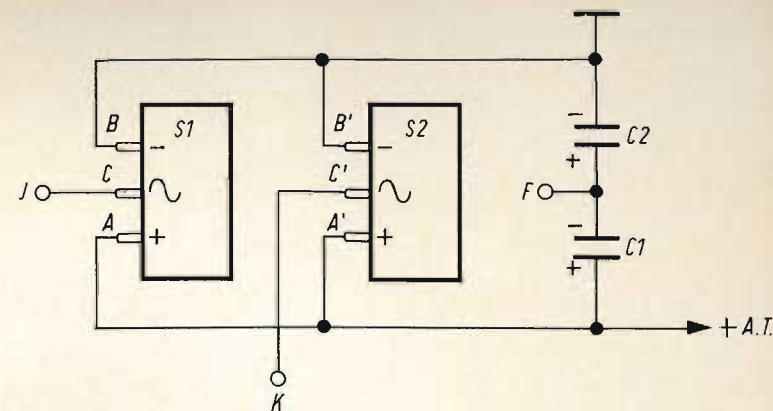
La sostituzione dei raddrizzatori, quando questi sono delle valvole, non pone nessun problema, perché queste valvole sono sempre disponibili. Questo vale anche per i raddrizzatori al selenio, ma è consigliabile sostituire questi con dei diodi al silicio, i quali hanno spesso un prezzo inferiore e assicurano un funzionamento praticamente illimitato.

Capita spesso che il raddrizzatore da sostituire faccia parte di un circuito duplicatore. In fig. 3 questo raddrizzatore è rappresentato da S, dal suo contenitore emergono tre collegamenti A, B e C contrassegnati con i simboli « + » « ~ » e « — ».

Questo raddrizzatore monoblocco contiene infatti due elementi, che è facile sostituire con dei diodi, riferendoci allo schema di principio di fig. 2 (i punti corrispondenti delle fig. 2 e 3 sono disegnati con le stesse lettere).

In fig. 4 si vede il circuito dopo il montaggio dei diodi. A proposito di questa sostituzione daremo due precisazioni: per prima cosa si deve rinunciare alla comodità offerta dai contatti del vecchio raddrizzatore S, per sopportare i diodi D_1 e D_2 . Non si deve in effetti lasciare collegato in parallelo gli elementi nuovi con

Fig. 5 - Sistema di alimentazione senza trasformatore.



quelli vecchi. La resistenza inversa insufficiente di questi ultimi può essere una causa. D'altra parte, essi potrebbero essere danneggiati, in più o meno breve tempo. Si monterà quindi sul telaio una piastrina con tre capicorda sulla quale verranno fissati i diodi.

In seguito è consigliabile aggiungere al circuito una resistenza R a filo di $15 \Omega - 10 W$. Si può dare a questa resistenza un valore maggiore se l'alta tensione è, dopo la modifica, più alta del normale. Questo si può fare perché la resistenza diretta di un diodo è più bassa di quella di un raddrizzatore al selenio. In ogni modo un valore minimo R è richiesto per evitare, durante l'accensione del televisore, una sovracorrente nei diodi e nei condensatori del circuito duplicatore.

Ben inteso, la polarità dei diodi D_1 e D_2 deve essere rispettata. Il riferimento disegnato su ciascun diodo (fig. 4) esiste sulla maggior parte dei tipi esistenti.

I televisori che hanno raggiunto ormai l'età di dieci anni e più impiegano dei sistemi di raddrizzamento ingegnosi ma un poco più complicati. Essi sopprimono il secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione e applicano ai raddrizzatori direttamente la rete. Ma, siccome si deve poter passare da 120 a 220 V, è necessario un commutatore.

In fig. 5 è riportato come si presenta il circuito. Sul telaio si trovano i due blocchi dei raddrizzatori al selenio, S_1 e S_2 che sono stati raffigurati con gli stessi

collegamenti e gli stessi riferimenti di fig. 3. I punti B e B' sono collegati insieme in permanenza e costituiscono il polo negativo dell'alta tensione. D'altra parte A e A' sono ugualmente collegati e costituiscono il polo positivo. I punti J, F e K andrebbero collegati a un commutatore non rappresentato.

Dopo quanto abbiamo visto, i blocchi S_1 e S_2 , che rappresentano ciascuno due diodi, sono quattro diodi in tutto. In fig. 6 è riportato lo schema equivalente. In fig. 6a il circuito è alimentato in corren-

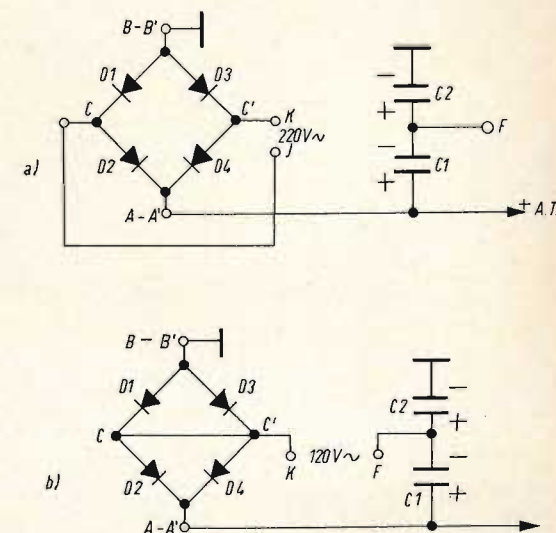


Fig. 6 - a) Circuito equivalente al precedente alimentato a 220 V; b) circuito alimentato a 120 V.

te alternata a 220 V i cui capi d'ingresso sono J e K. Si è costituito così un ponte monofase, chiamato anche ponte di Graetz.

In fig. 6b con una rete alternata di 120 V, si forma, con gli stessi elementi un circuito duplicatore. Un collegamento unisce il punto C a C' in modo che i diodi D₁ e D₂ da una parte e D₃ e D₄ dall'altra, siano in parallelo. Si ritrova il circuito di fig. 2, i capi d'ingresso sono in questo caso K e F. Quando si sostituiscono, in un circuito di questo genere, i raddrizzatori al selenio con dei diodi, si devono quindi utilizzare quattro diodi. Per l'alimentazione ad alta tensione a partire da

una tensione di 120 V, sarà sufficiente montare due diodi rispettivamente al posto di D₁-D₃ e di D₃-D₄. Il funzionamento con una tensione di 220 V sarà impossibile. Non è consigliabile modificare la commutazione per raddrizzare, a 220 V, una sola alternanza. Si andrebbe incontro a dei problemi di filtraggio difficili da risolvere senza modificare il televisore.

La maggior parte delle volte, si troveranno delle resistenze montate in parallelo sui condensatori C₁ e C₂ dei circuiti duplicatori. Queste resistenze sono destinate a equilibrare le tensioni ai capi di ciascun condensatore.

(Da « Radio Television Pratique » 1205)

PERSONAL TV

VITTORIA SOLINAS

PER ASCOLTARE RADIO E TV SENZA DISTURBARE NESSUNO.

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

Può essere usato contemporaneamente da due persone.

Richiedete opuscolo gratuito.



ACUSTICA VACCA
Via Sacchi, 16 - Torino

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



SERVIZIO RADIO-TV

a cura di F. Toselli

ALLINEAMENTO DEI SINTONIZZATORI FM

Riportiamo in questo articolo un sistema abbastanza semplice per effettuare l'allineamento dei sintonizzatori FM attuato con mezzi piuttosto semplici, quindi molto utile a coloro che non hanno a disposizione i costosi strumenti di misura necessari.

Le prestazioni di un ricevitore FM, in misura ancora maggiore di un ricevitore AM, sono strettamente legate alla precisione delle regolazioni dei diversi circuiti accordati.

Per poter effettuare in modo corretto questa operazione si possono impiegare diversi metodi, fra i quali il più esatto è quello di usare un vobbulatore e un oscilloscopio per visualizzare le curve di risposta ottenute.

Nel caso non si disponesse di questi apparecchi, è anche possibile ottenere dei

buoni risultati, usando semplicemente un generatore modulato in ampiezza e un voltmetro elettronico.

Il sistema di allineamento descritto in questo articolo pur essendo attuato con mezzi piuttosto semplici, può rendere grandi servizi ai tecnici che non hanno a disposizione un generatore modulato in frequenza.

Chi dispone dell'equipaggiamento necessario alla regolazione con la visualizzazione delle curve osservate, troverà nella seconda parte, una specie di « riepilogo » consacrato a questo sistema, come pure la rappresentazione dei diversi oscillogrammi tipici ottenuti nei casi ben precisi.

Sistema del generatore A.M.

Contrariamente a quanto si crede, la regolazione dei circuiti di un ricevitore o di un sintonizzatore F.M. non richiede l'utilizzazione di un generatore modulato in frequenza. Questo può essere conveniente anche se andremo a considerare

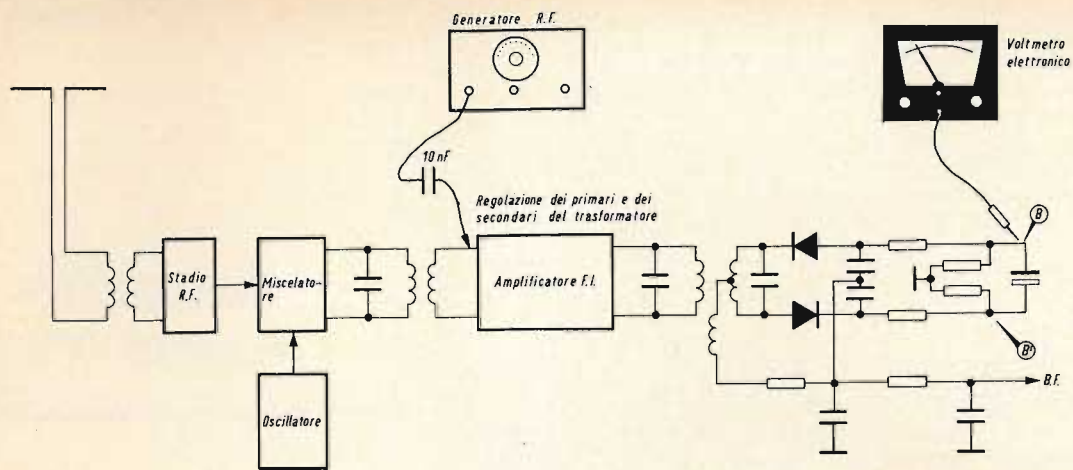


Fig. 1 - Principio dell'allineamento di un sintonizzatore F.M. equipaggiato di un rivelatore a rapporto.

una semplice eterodina, o in altri termini, un generatore modulato in ampiezza.

A questo apparecchio, è conveniente aggiungere un voltmetro in continua ($Z_{in} \geq 20 \text{ k}\Omega$) o meglio ancora un voltmetro elettronico la cui elevata impedenza d'ingresso presenta numerosi vantaggi sul piano pratico.

Allineamento dell'amplificatore F.I.

Noi supporremo di trattare anche le regolazioni dei circuiti VHF che non differiscono da quelli degli stadi R.F. di un ricevitore classico a modulazione di ampiezza; ci soffermeremo solamente sulle rego-

lazioni dell'amplificatore F.I. sul quale i punti di collegamento variano a seconda che il demodulatore utilizzato sia del tipo rivelatore a rapporto o discriminatore di frequenza.

Dobbiamo tuttavia precisare che sia in un caso che nell'altro il punto di collegamento del generatore R.F. è lo stesso: cioè all'ingresso dell'amplificatore F.I. (punto A di fig. 1 e fig. 2) attraverso un condensatore da $10 \mu\text{F}$ di blocco per una eventuale componente continua.

Questo generatore, come abbiamo già detto, è un modello simile a quelli usati per l'allineamento dei ricevitori A.M. che, per le regolazioni da effettuare, sarà col-

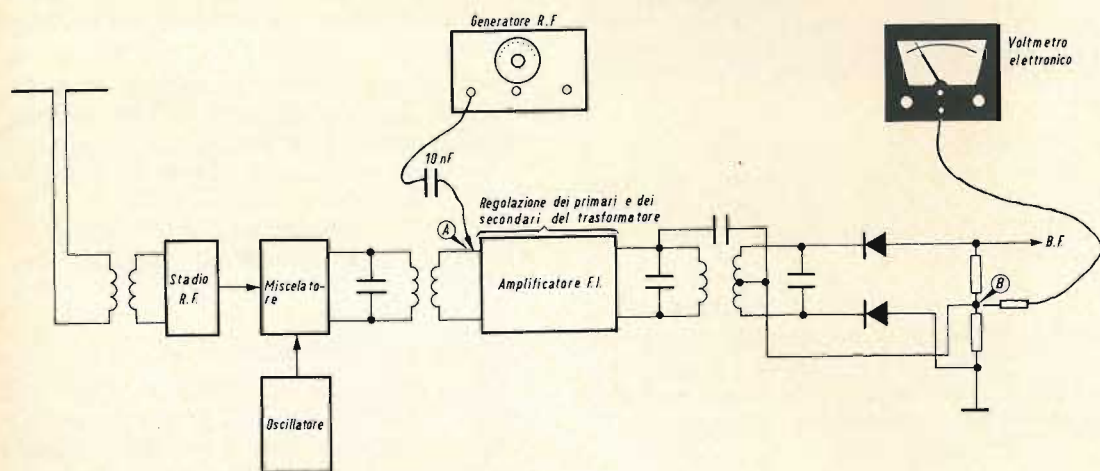


Fig. 2 - Allineamento, con l'aiuto di un generatore R.F. dei circuiti di un sintonizzatore F.M. munito di un discriminatore di frequenza.

legato in posizione « portante R.F. non modulata ».

Rivelatore a rapporto - Se si ha a che fare con un apparecchio in cui il demodulatore è del tipo rivelatore a rapporto, sono previsti due punti di collegamento per il voltmetro elettronico di controllo. Questi due punti (rispettivamente B e B') sono posti da una parte e dall'altra del condensatore « serbatoio » collegato in parallelo sulle resistenze di carico del rivelatore e sono scelte in funzione della polarità desiderata.

Essendo il generatore regolato sulla frequenza centrale dell'amplificatore F.I. (generalmente 10,7 MHz) si regola allora il livello di uscita del segnale R.F. in modo da ottenere una deviazione dell'indice del voltmetro (sulla sensibilità: 1,5-3 V max).

Fatta questa operazione, si comincia ad agire sul primario, poi sul secondario del primo trasformatore dell'amplificatore F.I., il nucleo o la vite magnetica corrispondenti sono regolate in modo da ottenere un massimo di deviazione dell'indice del voltmetro. Come si sa, in tutte le operazioni di questo genere, il livello di uscita del generatore R.F. deve essere ridotto a mano a mano che ci si avvi-

cina alla regolazione ottima; quindi non si deve perdere di vista che la precisione dell'accordo è tanto migliore quanto le tensioni iniettate all'ingresso sono meno grandi, si ha tutto interesse a lavorare con un segnale R.F. più basso possibile, tenuto conto del guadagno dell'amplificatore F.I. e della sensibilità del voltmetro usato.

Una volta regolato il primario e il secondario del primo trasformatore F.I., si passa poi al secondo trasformatore che si regola nelle stesse condizioni e così di seguito fino all'ultimo stadio, costituito dal primario del rivelatore a rapporto.

Ricordiamo che è consigliabile ripetere due o tre volte le differenti tappe di questa regolazione allo scopo di eseguire con cura l'abbassamento in frequenza dei circuiti accordati.

Discriminatore di frequenza - La tecnica di regolazione di un apparecchio fornito di un discriminatore di frequenza (fig. 2) non si allontana molto da quella brevemente analizzata, in precedenza. Differisce solo nel punto di collegamento del voltmetro elettronico di controllo che corrisponde in questo caso al punto centrale del secondario di attacco dei diodi del demodulatore.

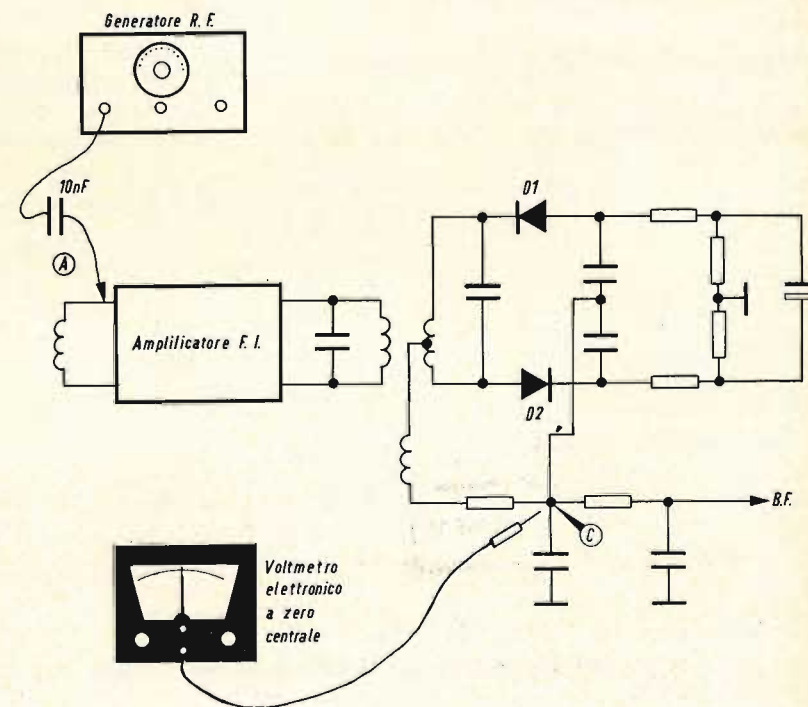


Fig. 3 - Punti di collegamento per la regolazione di un rivelatore a rapporto.

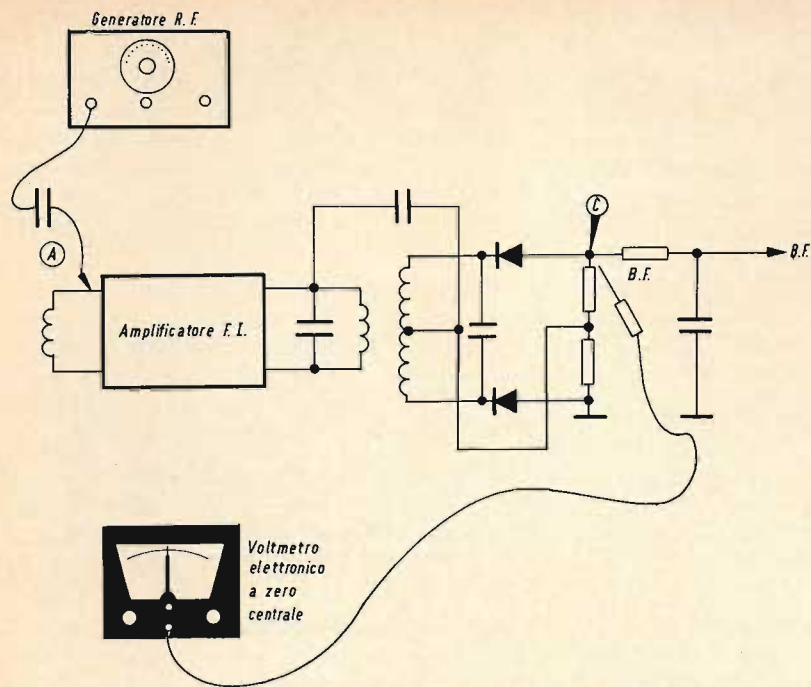


Fig. 4 - Punti di collegamento per la regolazione di un discriminatore di frequenza.

Come nell'esempio precedente, la regolazione migliore dei diversi trasformatori corrisponde al massimo della deviazione dell'indice del voltmetro di controllo, essendo il livello di uscita del generatore R.F. regolato al minimo compatibile con la sensibilità dell'amplificatore.

Regolazioni dello stadio demodulatore

Intervenendo dopo quello dei trasformatori dell'amplificatore F.I. la regolazione

dello stadio demodulatore si effettua anche con l'aiuto degli apparecchi succitati.

Ma, se il punto di iniezione dei segnali R.F. resta invariato, si cambia quello del collegamento del voltmetro di controllo. Anche la tecnica di misura è diversa.

In effetti, questa volta, il punto di regolazione ottimo dell'avvolgimento secondario di attacco dei diodi demodulatori è indicato non più dalla deviazione massima

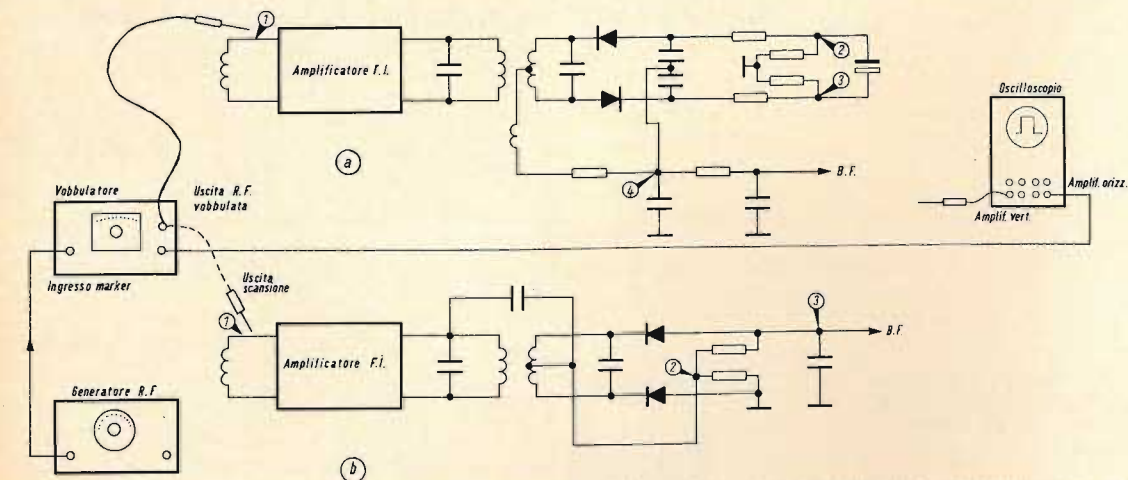


Fig. 5 - Principio dell'allineamento dei circuiti di un sintonizzatore con l'aiuto di un vobbulatore e di un oscilloscopio.

dell'indice del voltmetro ma dal suo ritorno a zero elettrico.

L'ideale per questa operazione è di disporre di un voltmetro a zero centrale, invece di un apparecchio classico, meno comodo d'impiego ma più adatto a questo impiego.

Nel caso di un rivelatore a rapporto il collegamento di un voltmetro di controllo si effettua all'uscita dell'avvolgimento terziario di accoppiamento al primario dell'ultimo trasformatore dell'amplificatore F.I. (punto C di fig. 3).

Supponendo di usare per questa misura un apparecchio a zero centrale si constata che in assenza di iniezione del segnale F.I. le tensioni rivelate dai diodi essendo nulle, l'indice dell'apparecchio si trova a zero.

Quindi se si invia un segnale R.F., le cose vengono modificate.

Due casi possono essere presi in esame:

- il secondario del trasformatore di attacco è perfettamente centrato in frequenza, le tensioni raddrizzate dai diodi D_1 e D_2 sono allora identiche, la loro risultante è nulla e lo zero dello apparecchio resta invariato;
- il secondario non è regolato: le tensioni raddrizzate sono per questo fatto, di ampiezze diverse, un disequilibrio apparirà messo in evidenza dallo spostamento dell'indice del voltmetro.

Quando non è così, si deve evidentemente ritoccare l'accordo del secondario, di modo che lo zero ottenuto in assenza del segnale R.F. o al contrario, in presenza di questo, sia lo stesso nei due casi.

In pratica, l'interpretazione dei risultati non lascia posto ad alcun errore possibile essendo dato che il passaggio da una parte all'altra dell'accordo esatto si traduce in una deviazione molto netta — sia verso destra, sia verso sinistra — dell'indice dell'apparecchio di misura in funzione del disaccordo.

Notiamo che il modo di procedere è lo stesso come se si trattasse di un rivelatore a rapporto o di un discriminatore di frequenza (fig. 4); solo cambiamento evi-

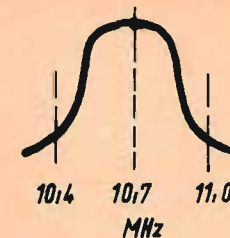


Fig. 6 - Centatura della curva di selettività di un amplificatore F.I.



Fig. 7 - Marcatura della curva di selettività con l'aiuto di un generatore R.F.

dentemente il punto di collegamento del voltmetro di controllo.

Metodo del generatore F.M.

Quando si dispone di un generatore modulato in frequenza — o vobbulatore — e di un oscilloscopio la regolazione dello amplificatore F.I. di un ricevitore F.M.

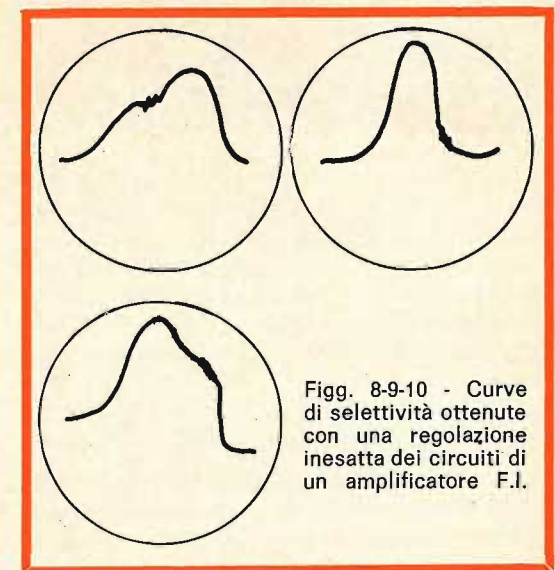


Fig. 8-9-10 - Curve di selettività ottenute con una regolazione inesatta dei circuiti di un amplificatore F.I.

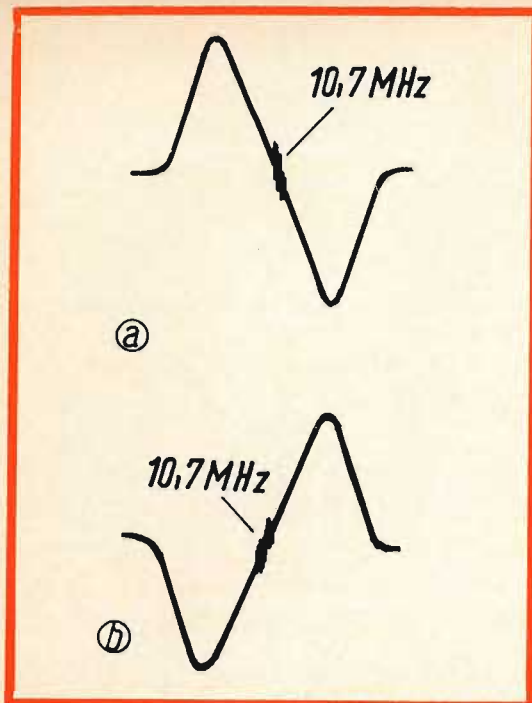


Fig. 11 - Marcatore della curva di selettività di uno stadio demodulatore con l'aiuto di un generatore R.F.

è più rapido e più preciso, poiché i circuiti ritoccati si vedono istantaneamente sulla curva di selettività osservata, la cui forma e simmetria possono essere controllate in permanenza.

A titolo indicativo riportiamo in fig. 5 i diversi collegamenti che conviene effettuare da una parte fra il vobbulatore, lo amplificatore F.I. e un generatore, o dall'altra parte fra il demodulatore, l'oscilloscopio di controllo e il vobbulatore.

A questo proposito ricordiamo che la deflessione orizzontale dell'oscilloscopio viene assicurata a partire da segnali che servono a modulare in frequenza il vobbulatore; siccome, più spesso, questi segnali non sono altro che quelli di rete a 50 Hz e che la maggior parte degli oscilloscopi comprendono un selettore che permette la deflessione orizzontale a partire dalla rete, il collegamento fra il vobbulatore e l'ingresso dell'amplificatore orizzontale è allora inutile.

La regolazione dei diversi circuiti accordati si deve effettuare in modo tale che la curva osservata sia centrata su 10,7

MHz e anche il più simmetrica possibile (fig. 6).

Per poter effettuare in modo esatto questa operazione, un generatore « marker » sarebbe praticamente indispensabile, ma sarà spesso sostituito da un generatore R.F. utilizzato in posizione non modulata e accoppiato alla presa corrispondente del vobbulatore, come raffigurato in fig. 5.

Questo « marker » sarà impiegato per misurare la banda passante dei circuiti dell'implicatore F.I., ponendo i « picchi » dovuti al battimento di frequenza lungo tutta la curva osservata; giocando sull'accordo del generatore di « marker », la centratura dei circuiti si effettuerà in modo da disporre i « picchi » a 10,7 MHz del « marker » esattamente al centro della curva osservata, ciò che si otterrà per ritocchi successivi dei diversi nuclei dei trasformatori accordati (fig. 7).

A titolo indicativo, riproduciamo nelle figg. 8, 9 e 10 qualche curva che è possibile osservare in caso di allineamento non corretto dei circuiti dell'amplificatore F.I. In fig. 8, la forma d'onda ottenuta corrisponde a una buona centratura in frequenza ma una cattiva regolazione generale della curva di selettività; in fig. 9, la curva di selettività è a sua volta non centrata e troppo stretta; infine in fig. 10 la curva ottenuta presenta una mancanza di simmetria e un abbassamento di frequenza.

Si deve notare che queste diverse curve si osservano collegando l'ingresso verticale dell'oscilloscopio di controllo, sia ai punti 2 e 3 (fig. 5a), caso di un rivelatore a rapporto, sia al punto 2 (fig. 5b), caso di un discriminatore di frequenza.

Per la regolazione dello stadio demodulatore, si deve usare la stessa tecnica ed evidentemente cambia solo il punto di collegamento dell'oscilloscopio: nel punto 4 per un rivelatore a rapporto (fig. 5a), nel punto 3 per un discriminatore (fig. 5b).

In un caso come nell'altro si deve osservare la curva di fig. 10a — o la sua inversa, quella di fig. 10b — al fine della regolazione, il « marker » da 10 MHz è allora centrato al centro della parte lineare della caratteristica di demodulazione.

(Da « Toute l'electronique » 6978)



**SERVIZIO
RADIO-TV**

a cura di P. Soati

V parte

APPUNTI PER I RADIOCOSTRUTTORI E I TECNICI

CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA

(modulazione di ampiezza)

Il controllo automatico di frequenza è un dispositivo atto a consentire l'accordo automatico del ricevitore sulla frequenza desiderata, purché il segnale sia abbastanza intenso e lo scarto di frequenza limitato. Le prove di controllo di questo circuito hanno lo scopo di determinare:

a) il limite massimo della deriva di frequenza nel quale può avvenire la regolazione ed il corrispondente errore di accordo.

b) L'efficienza della regolazione entro la zona di linearità. Cioè il rapporto dello scarto di frequenza in assenza ed in presenza di regolazione.

c) Il massimo errore di accordo al quale il sistema inizia a funzionare.

In linea di massima il controllo automatico di frequenza consiste in un discriminatore sensibile allo scarto della frequenza intermedia rispetto al valore nominale, e in un tubo di reattanza che dà luogo alla variazione di frequenza dell'oscillatore locale che è necessaria al fine di ridurre detto scarto. Questo dispositivo in genere non elimina completamente la deriva dell'oscillatore, o quella della portante (la cui deriva oggi giorno non deve essere presa in considerazione dato che i moderni trasmettitori hanno oscillatori pilota ad altissima stabilità), ma riduce lo scarto della frequenza intermedia al valore previsto. Lo scarto residuo che permane, nonostante la correzione, viene detto **errore di accordo**.

I controlli di questo dispositivo si effettuano sulle frequenze estreme di ciascuna gamma mediante un segnale di entrata di $V_e = 500 \mu V$. Talvolta però è consigliabile eseguire le misure con differenti livelli di entrata.

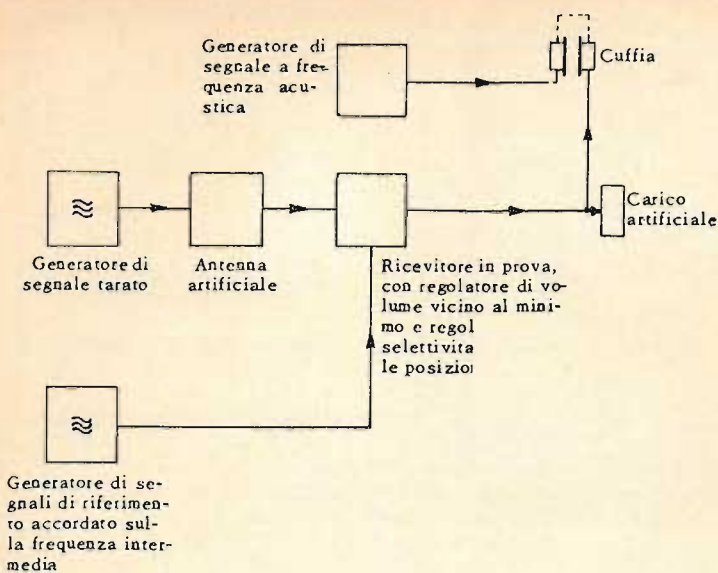


Fig. 1 - Schema del circuito a blocchi per la prova del controllo automatico di frequenza.

VERIFICA DEL C.A.F.

La verifica del C.A.F. sarà effettuata portando successivamente il commutatore d'onda sulle varie gamme e la sintonia sulle posizioni estreme. Il regolatore di volume sarà regolato al minimo possibile. La regolazione degli altri comandi non ha alcuna importanza ad eccezione di quella della selettività che, se presente, sarà portata nelle due posizioni estreme.

Si accorderà il ricevitore sulla frequenza da controllare, mediante l'antenna fittizia e con un generatore di segnali, regolato sulla stessa frequenza, che produca dapprima un segnale modulato, che serve per eseguire le operazioni di accordo e poi non modulato.

Un secondo generatore, che ha lo scopo di produrre la frequenza costante di riferimento, sarà invece accordato con la massima precisione sulla frequenza intermedia (escludendo per eseguire detta operazione provvisoriamente il primo generatore), con accoppiamento piuttosto lasco in modo che la tensione del segnale da esso prodotta sul rivelatore risulti notevolmente più bassa di quella del primo generatore (figura 1).

Ritoccano lievemente il regolatore di sintonia del ricevitore si annullerà il battimento fra i due segnali. Si varierà

quindi la frequenza del primo generatore, a scatti di un kHz, e si determinerà, mediante l'impiego di un oscillatore di bassa frequenza tarato e perciò di elevata precisione, la corrispondente frequenza di battimento in modo da mettere in evidenza eventuali errori. Piccole variazioni della radiofrequenza daranno luogo a delle variazioni della frequenza di battimento con valori più ridotti, ma con rapporti che sono praticamente costanti con le variazioni del generatore di segnali, fino a che ad un certo punto, quando si esce dal campo di azione del C.A.F., cioè per lo scarto massimo o deriva massima, la frequenza di battimento assume di colpo un valore alquanto elevato.

Le variazioni di frequenza dovranno essere misurate al di sopra ed al di sotto del valore nominale, tanto in salita quanto in discesa. Si dovrà perciò eseguire il controllo anche a partire da valori rilevanti del disaccordo, avvicinandosi in modo progressivo alle condizioni di accordo.

I risultati si esprimeranno portando sulle ascisse di un grafico lo scarto di frequenza in kHz con zero centrale fino a circa 10 kHz, in scala lineare di 2 kHz per cm, e sulle ordinate l'errore di frequenza (cioè la frequenza di battimento di uscita), in kHz, sempre in scala lineare,

con zero centrale, fino a circa 10 kHz. Mediante delle frecce si indicherà il verso nel quale è stata variata la frequenza per ogni tratto di curva.

Come nei casi precedenti (vedere puntate precedenti) le frequenze limite di funzionamenti del C.A.F. e i corrispondenti errori possono essere espressi mediante una tabella come quella sotto riportata.

INSTABILITA' DI BASSA FREQUENZA - REAZIONE ACUSTICA SULLE PARTI A RADIOFREQUENZA

Si tratta di un controllo da effettuare sui radoricevitori allo scopo di determinare le condizioni di innesco delle oscillazioni a bassa frequenza dovute alla trasmissione di vibrazioni da parte dell'altoparlante, attraverso le strutture solide o l'aria, sulle parti a radiofrequenza del ricevitore. Questo controllo è particolarmente importante nei ricevitori tipo HI-FI.

Per effettuare tale verifica il commutatore d'onda sarà portato su una data gamma, e il comando di sintonia nella posizione centrale. Il regolatore di tono e quello di selettività, dovranno essere posti nelle posizioni corrispondenti alla massima banda passante. Naturalmente l'altoparlante dovrà essere collegato.

Al ricevitore si collegherà un generatore di segnali accordato sulla frequenza

prescelta, e tramite antenna artificiale. Il segnale sarà modulato a 400 Hz con profondità di modulazione del 30% (secondo le norme internazionali questo tipo di modulazione, come abbiamo già precisato, viene detta « modulazione normale di misura »).

La tensione di uscita del segnale sarà scelta fra valori normali, indicati nelle puntate precedenti, ad esempio 500 μ V. L'accordo è preferibile sia effettuato con l'ausilio di un voltmetro, che sarà connesso alle estremità della bobina mobile dell'altoparlante. La tensione di uscita dovrà essere dell'ordine di 50 mVA e per ottenere questo valore occorre agire sul regolatore del volume.

Effettuate le suddette operazioni si sopprimerà la modulazione portando al massimo il regolatore di volume. Spostando la sintonia a sinistra e a destra della posizione di accordo si può notare, frequentemente, l'innesco. In caso contrario si aumenterà la tensione del segnale non modulato fino a che tale innesco si manifesti.

Ottenute le condizioni di innesco, per un dato valore della tensione di ingresso V_e , si ridurrà il comando del volume fino al limite del disinnesco. Si accorderà quindi nuovamente il ricevitore, modulando la tensione di entrata con una percentuale di modulazione (m%), tale che all'uscita si abbia la potenza apparente normale di 50 mVA.

TABELLA RELATIVA AL CONTROLLO DEL CAF

1	2	3	4	5	6	7	8
Misura della regolazione automatica di frequenza							
Scarto di frequenza applicato (Δf_{lim})	Errore di frequenza	Scarto di frequenza applicato (Δf_{lim})	Errore di frequenza	Scarto di frequenza applicato (Δf_{lim})	Errore di frequenza	Scarto di frequenza applicato (Δf_{lim})	Errore di frequenza
(kHz)	(kHz)	(kHz)	(kHz)	(kHz)	(kHz)	(kHz)	(kHz)
.....

Si assume convenzionalmente come misura del fenomeno il dislivello logaritmico fra 30 % ed m %.

Se il disinnescamento si manifesta con segnali di entrata alquanto modesti, quando cioè la profondità di modulazione è compresa fra il 30 ed il 100 %, la misura assume il segno negativo. Se invece il disinnescamento ha luogo con tensioni così modeste che nemmeno con il 100 % di modulazione si riesce ad ottenere la potenza apparente normale di uscita (50 mVA), si modula il generatore di segnali al 30 % e si misura la potenza apparente di uscita P_0 (in mVA) che si riesce ad ottenere. La misura del fenomeno è data, con segno negativo, dal dislivello in decibel tra P_0 e 50 mVA.

La reazione acustica di un ricevitore varia notevolmente da gamma a gamma, specialmente nelle gamme delle onde corte, ed anche da frequenza a frequenza. Si tratta di un fenomeno la cui sede, ed i motivi per cui si manifesta, sono di difficile individuazione per cui lo stesso procedimento di controllo sopra citato può servire soltanto per controllare l'esito dei tentativi empirici atti a ridurli.

I risultati dei controlli sono definiti dal limite di disinnescamento del fenomeno di oscillazioni spontanee ad una data frequenza di accordo. Esso è il rapporto logaritmico espresso in dB tra la profondità di modulazione 30 % ed m %, per segnali di entrata forti, oppure il rapporto pure in dB tra la potenza di 50 mVA e la potenza di uscita in mVA ottenuta con segnali deboli.

REAZIONE ACUSTICA SULLE PARTI DI BASSA FREQUENZA DI UN RICEVITORE

Si tratta di un controllo avente il compito di determinare le condizioni di innescamento di oscillazioni di bassa frequenza dovute all'azione meccanica dell'altoparlante trasmesse, attraverso le strutture solide oppure l'aria, alle parti di BF del ricevitore (od anche di un radiogramofono).

Il commutatore dovrà essere portato nella posizione fono ed il regolatore di tono nella posizione corrispondente alle

tonalità alte, con altoparlante regolarmente collegato.

Alla presa fono viene collegato un normale fonorivelatore ed il regolatore di volume sarà regolato fino a che non si verifichi l'innescamento delle oscillazioni. In qualche caso ciò avviene soltanto se si agisce anche sul controllo di tonalità.

La punta del fonorivelatore dovrà poggiare su un disco fermo. Si cercherà la posizione più sfavorevole (che in genere corrisponde al solco più esterno o al solco più interno), che consenta di ottenere, con il regolatore di volume più basso possibile, l'innescamento delle oscillazioni.

Ad innescamento avvenuto il volume verrà ridotto fino a raggiungere il minimo di disinnescamento. A questo punto si escluderà il fonorivelatore e si applicherà fra i terminali fono un segnale a 400 Hz tramite un generatore tarato. Si regolerà quindi la tensione V , di tale segnale, fino ad ottenere la potenza normale di uscita senza toccare il comando del volume.

La misura del fenomeno è data dal dislivello in dB fra la tensione $V_{reg. max}$ necessaria per ottenere la potenza normale d'uscita, col regolatore di volume al massimo, e la suddetta tensione V .

Il risultato della misura è definito dal limite di disinnescamento del fenomeno. Esso è espresso perciò dal dislivello in decibel tra $V_{reg. max}$ e V .

REAZIONI ELETTRICHE ESISTENTI FRA LE PARTI A RADIOFREQUENZA

La presenza di reazioni elettriche fra le parti a radiofrequenza è dovuta ai fischi di battimenti che si manifestano all'uscita applicando all'entrata del ricevitore un solo segnale oppure due segnali contemporaneamente.

Qualora al ricevitore sia applicato un solo segnale, non modulato, possono verificarsi dei fischi che variano rapidamente spostando la sintonia del ricevitore. Questi fischi in genere provengono dalla combinazione delle armoniche dell'oscillatore con le armoniche del segnale applicato, precisamente quando per questa stessa frequenza almeno due di

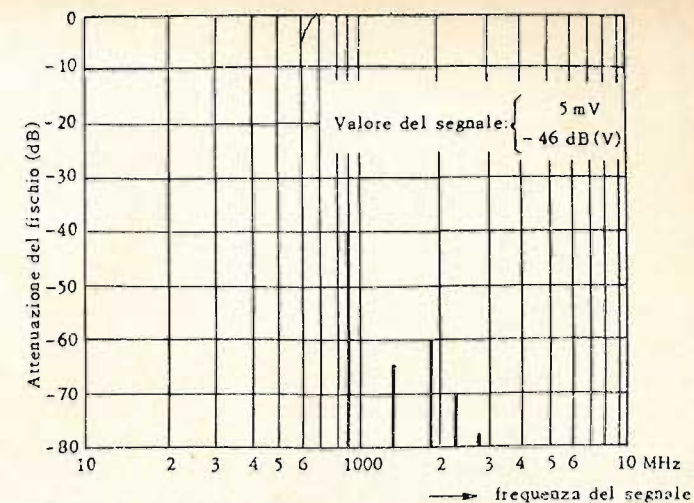


Fig. 2 - Rappresentazione grafica dello spettro del fischio con un solo segnale.

queste combinazioni producano approssimativamente lo stesso valore della frequenza intermedia.

Dette condizioni si verificano per frequenze del segnale che stanno in un rapporto semplice con la frequenza intermedia e perciò conviene quasi sempre regolare attorno a questi valori la frequenza del generatore dei segnali.

Per effettuare controlli di grande precisione, come ad esempio può essere necessario per i ricevitori professionali o quelli ad alta qualità, le prove dovranno essere eseguite in una gabbia schermata.

Le verifiche dovranno essere condotte portando il commutatore d'onda successivamente sulle diverse gamme. Il comando di selettività, se esiste, sarà portato successivamente sulle posizioni e-

streme, ed il controllo di tono sulle frequenze alte.

Il generatore di segnali sarà portato ad una frequenza doppia della frequenza intermedia propria del ricevitore e, senza modulare, si regolerà la frequenza fino ad ottenere un battimento udibile.

Si sintonizzerà il ricevitore fino a raggiungere la massima intensità di battimento e successivamente si regolerà anche la frequenza del generatore fino ad annullare il battimento.

Eseguite le suddette operazioni si modulerà il generatore regolando la tensione di uscita fino al valore normale più adatto, ad esempio 5 mV, mentre il comando del volume del ricevitore sarà portato su una posizione prossima al massimo, in modo da ottenere in uscita la massima potenza indistorta P_{u-max} a frequenza acu-

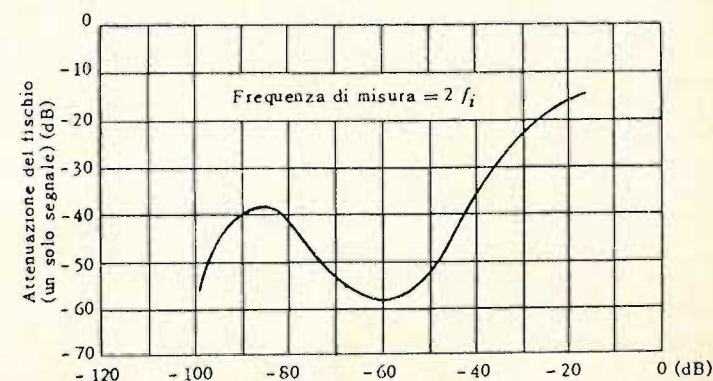


Fig. 3 - Esempio di diagramma relativo al fischio con un solo segnale.

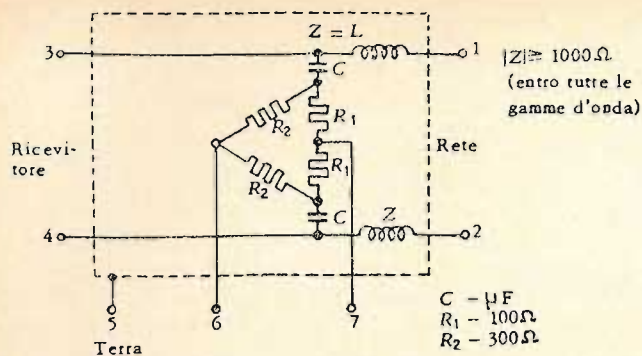


Fig. 4 - Schema relativo ad una «rete artificiale» detta anche «rete normalizzata».

stica su impedenza di uscita normale (vedere puntate precedenti). Sopprimendo la modulazione si porterà leggermente fuori sintonia il generatore di segnali, dalla parte ove il fischio è più intenso, in modo da ottenere un battimento di circa 400 Hz. In queste condizioni si misurerà la potenza di uscita della portante perturbante P_{oi} sull'impedenza di uscita normale.

Il risultato della misura è espresso dal dislivello in decibel tra la potenza perturbante P_{oi} dovuta al fischio, e la massima potenza indicata P_{U-max} . Questa espressione viene detta attenuazione del fischio con un solo segnale. La prova può essere ripetuta su tutte le gamme e per diversi valori del segnale di entrata, forniti dal generatore.

Lo spettro di queste perturbazioni può essere rappresentato graficamente (figura 2), portando sulle ascisse, in scala logaritmica, le frequenze di accordo e sul-

le ordinate, in scala lineare, i dislivelli in dB. È possibile anche indicare sulle ordinate l'intensità del fischio in funzione del livello della tensione d'entrata, riportata sulle ascisse in scala lineare per una determinata frequenza (figura 3).

I fischi con due segnali sono dovuti invece alla combinazione di effetti del segnale di accordo e del segnale perturbatore. Essi sono molto importanti nei circuiti supereterodina. La misura dovrà essere eseguita con l'impiego di due generatori di segnali campioni, di elevata stabilità di frequenza, e con un volmetro selettivo a 400 Hz.

Questo controllo tende sostanzialmente a stabilire il massimo livello del segnale perturbatore all'entrata, al quale corrisponda all'uscita una potenza di fischio pari ad 1/1000 di una potenza di uscita, prefissata, a 400 Hz. Essendo prodotta quest'ultima da un segnale con profondità di modulazione normale (30%), il segna-

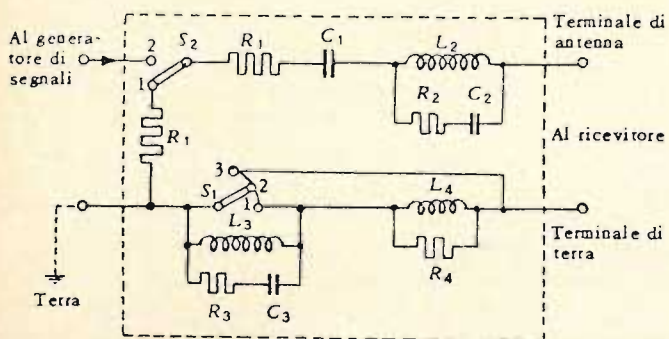


Fig. 5 - Rete di carico per la misura delle interferenze provenienti dalla rete. $R_1 + R_1' = 80 \Omega$, $R_2 = 320 \Omega$, $R_3 = 600 \Omega$, $R_4 = 40 \Omega$, $C_1 = 125 \text{ pF}$, $C_2 = 400 \text{ pF}$, $C_3 = 260 \text{ pF}$, $L_4 = 2 \mu\text{H}$, $L_2 = 20 \mu\text{H}$, $L_1 = 30 \mu\text{H}$.

le perturbatore corrisponderà ad una profondità di modulazione di circa 1%. Questa prova viene effettuata con le stesse modalità indicate per la prova di blocco vista nelle puntate precedenti.

Il commutatore d'onda del ricevitore dovrà essere portato successivamente sulle diverse gamme, e il comando della selettività successivamente sulle due posizioni estreme. Il controllo di tono, come al solito sarà posto nella posizione corrispondente alle tonalità alte.

Si porrà uno dei due generatori di segnali campione, e precisamente quello che simula il segnale di accordo, sulla frequenza di sintonia stabilita, tramite la solita antenna artificiale. Si regolerà la tensione prodotta ad un valore V_d uguale ad uno dei due segnali di entrata del ricevitore con modulazione normale.

Eseguito l'accordo del ricevitore si regolerà il comando del volume in modo da ottenere una potenza di uscita P_d che cada entro la zona lineare dell'amplificatore di bassa frequenza, ad esempio 50 mW.

Togliendo allora la modulazione del generatore accordato si varierà la frequenza del secondo generatore di segnali non modulato, che dovrà fornire un segnale di entrata di 0,1 V. Ogni volta che si riscontra la presenza di un fischio, esso dovrà essere portato alla frequenza di 400 Hz e al massimo di intensità, regolando finemente la frequenza del generatore perturbatore e l'accordo del ricevitore.

Si regolerà infine la tensione del segnale perturbatore ad un valore V_i tale che consenta di ottenere in uscita del ricevitore una potenza perturbatrice di 30 dB al di sotto di quella di accordo P_d a 400 Hz.

Per ciascun valore di frequenza di accordo o per ogni valore del segnale V_d del generatore di segnali d'accordo, si tratterà un grafico nel quale saranno riportate sulle ascisse, in scala logaritmica, le frequenze perturbanti e sulle ordinate, i dislivelli in decibel tra il segnale V_i perturbatore e quello V_d di accordo.

Il grafico avrà una serie di segmenti ognuno in corrispondenza di ogni frequenza per cui si manifesta una perturbazione.

INTERFERENZE CONVOGLIATE ATTRAVERSO LA RETE DI ALIMENTAZIONE

In primo luogo è opportuno precisare che le tensioni a radiofrequenza che sono convogliate verso il ricevitore attraverso la rete di alimentazione possono essere simmetriche rispetto alla terra, dando luogo a correnti perturbatrici, nell'uno e nell'altro dei due conduttori di alimentazione, uguali e di senso opposto, oppure asimmetriche, cioè con le correnti perturbatrici uguali e nello stesso senso transitori nei due conduttori come se fossero in parallelo. Data la loro maggiore importanza prenderemo in considerazione

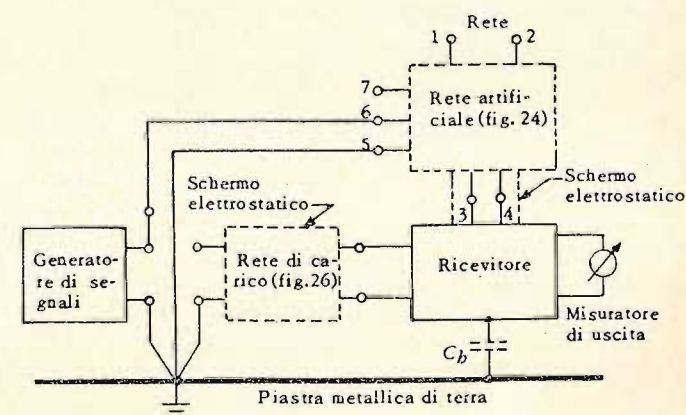


Fig. 6 - Disposizioni dei vari apparecchi per effettuare la misura delle interferenze provenienti dalla rete elettrica.

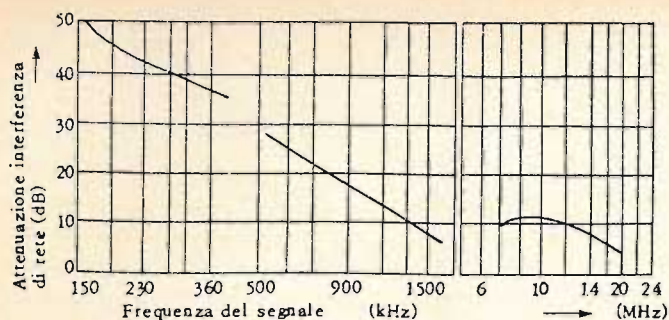


Fig. 7 - Esempio di un diagramma ricavato dalle chiusure delle interferenze su un ricevitore proveniente dalla rete elettrica.

soltanto queste ultime. Il metodo si applica soltanto ai ricevitori che devono essere connessi a terra.

Allo scopo di adattare le impedenze è necessario si abbia una rete artificiale la cui impedenza sia pari alla media di quelle normali delle reti di distribuzione. Quindi fra la rete effettiva di alimentazione ed il ricevitore dovrà essere inserita una rete artificiale, o normalizzata, riprodotta in figura 4.

Allo scopo di rendere esattamente riproducibili gli effetti della connessione di terra, la quale può produrre una parziale compensazione fra le perturbazioni di entrata dai morsetti rete a quelle dovute all'accoppiamento fra la rete stessa ed il circuito di entrata a radiofrequenza, occorre introdurre il circuito di figura 5 che prende il nome di rete di carico, con il commutatore S_2 nella posizione 1.

Le impedenze tra il terminale di terra del ricevitore e la terra effettiva corrispondono a quelle di conduttori di terra aventi la lunghezza approssimativa di 2 o 20 m, a seconda che il commutatore S_1 si trovi nella posizione 1 o 2. Per il

resto la rete di carico corrisponde all'antenna artificiale.

Per effettuare il controllo il commutatore di gamma sarà portato successivamente sulle diverse gamme ed il comando di sintonia su tutte le frequenze del II° gruppo. Controllo di selettività come per le prove precedenti.

La figura 6 indica come dovranno essere disposti i vari apparecchi durante le misure. La capacità C_h si riferisce alla capacità del telaio rispetto alla terra. Quest'ultima dovrà essere realizzata mediante una lastra orizzontale avente le dimensioni minime di 100 x 200 cm.

Le connessioni fra la rete artificiale, di cui alla figura 4, ed i terminali di alimentazione del ricevitore dovranno essere eseguiti con un cavo avente la lunghezza di circa un metro, teso lungo l'asse di un tubo metallico avente il diametro di 8 cm, il cui asse sia normale alla parete posteriore del ricevitore. Questo tubo sarà collegato allo schermo della rete artificiale.

La misura dovrà essere eseguita nelle due posizioni 1 e 2 del commutatore S_1 ,

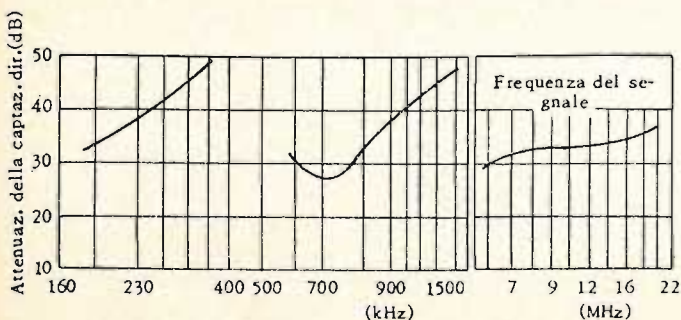


Fig. 8 - Esempio di diagramma relativo alle perturbazioni captate direttamente da un ricevitore con antenne escluse.

figura 5, corrispondenti a connessioni di terra lunghe e corte.

La perturbazione che giunge attraverso la rete viene espressa come dislivello in decibel fra la tensione perturbante V_i , applicata attraverso la rete artificiale necessaria per ottenere la potenza nominale di uscita e la tensione V del segnale di uguale frequenza, che si deve applicare all'entrata del ricevitore, tramite l'antenna artificiale, per ottenere la stessa potenza di uscita.

La perturbazione sarà riportata in un grafico avente sulle ascisse, in scala logaritmica, le frequenze e sulle ordinate, il dislivello di decibel tra le tensioni V_i e V (figura 7).

CAPTAZIONE DIRETTA

Per captazione diretta s'intende quella particolare attitudine di un ricevitore a ricevere le onde em direttamente, cioè anche senza essere collegato ad un antenna ricevente, (generalmente un ricevitore è molto più sensibile al campo elettrico di quanto non lo sia al coesistente campo magnetico).

La tensione di uscita di un generatore di segnali con modulazione normale, sarà applicata ai terminali di un condensatore costituito da due piastre piane orizzontali di notevoli dimensioni. Alla piastra inferiore sarà collegato il morsetto di terra del ricevitore mentre la distanza fra le due piastre dovrà essere sufficientemente elevata affinché il campo esistente fra esse sia praticamente lo stesso con o senza il ricevitore all'interno.

L'antenna artificiale, regolarmente connessa ai terminali d'entrata del ricevitore dovrà essere completamente schermata contro il campo del condensatore. Dovrà essere introdotta la rete di carico di figura 5 con il commutatore S_1 nella posizione 3 ed il commutatore S_2 nella posizione 1.

La frequenza di lavoro sarà scelta fra le frequenze del II° gruppo ed il ricevitore sarà accordato via via su di esse. Nessuna importanza ha la posizione del comando di selettività e di quello di tono.

L'attenuazione della captazione diretta viene fornita dal rapporto fra la tensione

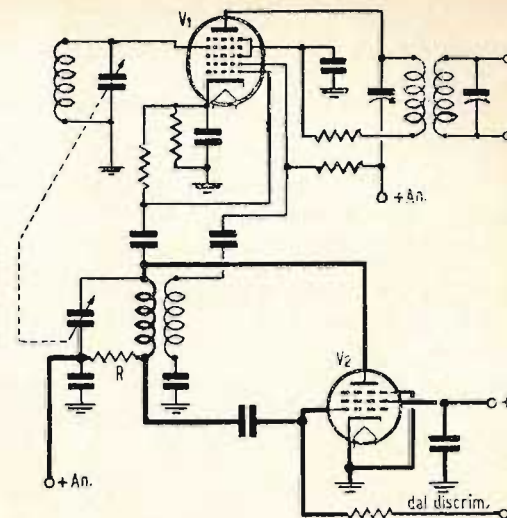


Fig. 9 - Classico circuito impiegato per la regolazione automatica della frequenza.

V_c assunta numericamente uguale al valore della gamma in $\mu\text{V/m}$ che, applicato al ricevitore, produce la potenza normale di uscita e la tensione V , che applicata direttamente all'entrata del ricevitore, produce la stessa potenza di uscita sul carico artificiale.

La perturbazione dovuta alla captazione diretta sarà riportata su un grafico avente sulle ascisse in scala logaritmica le frequenze e sulle ordinate il dislivello in dB tra le tensioni V_c e V , figura 8.

DIAFONIA A RADIOFREQUENZA DURANTE IL FUNZIONAMENTO FONOGRAFICO

La diafonia a radiofrequenza durante il funzionamento fonografico si manifesta sotto forma di un segnale acustico, dovuto alla modulazione della radiofrequenza nel circuito del ricevitore, all'uscita della bassa frequenza, quando il ricevitore stesso è predisposto per la riproduzione fonografica.

Il fenomeno può verificarsi in tre casi diversi:

a) se il ricevitore ha la presa di fono ma non la posizione di fono sul commutatore di gamma.

In questo caso la ricezione radio rimane possibile con commutazione di gamma normale, ma con attenuazione dovuta alla presenza del fonorivelatore.

b) Se esiste la posizione fono nel commutatore ma, se in tale posizione, l'oscillatore locale rimane in funzione oscillando su qualche frequenza eventualmente spuria.

c) Se, come dovrebbe essere, l'oscillatore è escluso, c'è la possibilità di ricezione solo nella frequenza intermedia.

Se il ricevitore deve funzionare in collegamento con un fonorivelatore esterno oppure è provvisto di fonorivelatore proprio, le misure devono essere effettuate con il rivelatore prescritto, o con quello interno, connesso al circuito di entrata.

Se il ricevitore non è corredato di istruzioni circa l'impiego del fonorivelatore esterno, le misure devono essere eseguite collegando ai morsetti di entrata prima un resistore da 10 k Ω e successivamente un resistore da 100 k Ω .

Il commutatore d'onda del ricevitore dovrà essere collocato nella posizione fono; il regolatore di volume al massimo e quello di tono nella posizione corrispondente ai toni alti.

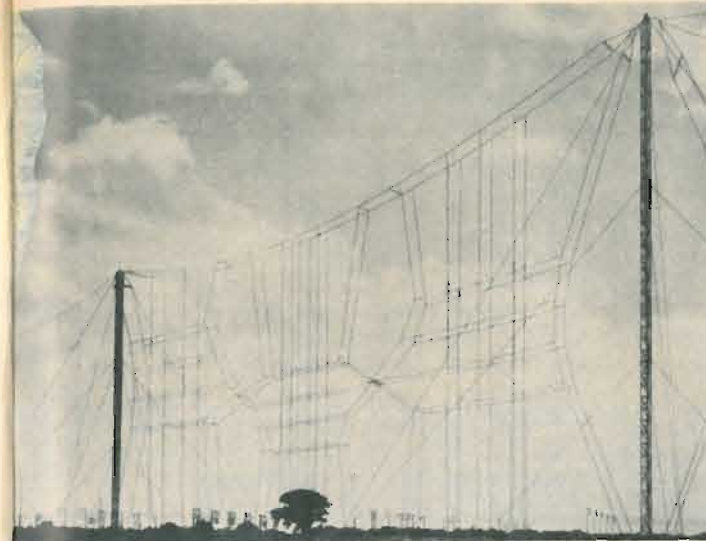
Successivamente si esploreranno con un generatore di segnali le frequenze singole o le bande di frequenze che possono essere l'origine della diafonia.

Nei circuiti supereterodina queste frequenze sono determinate principalmente dalla differenza o dalla somma tra il valore della frequenza intermedia e la fondamentale, o le relative armoniche, dell'oscillatore locale.

Le frequenze o i campi di frequenze che cadono all'interno delle bande di radiodiffusione dovranno essere controllati con particolare attenzione allo scopo, di individuare quelle che danno luogo al fenomeno di diafonia più intenso.

Per questi valori di frequenza si applicherà al ricevitore una tensione di ingresso di 1 V, con modulazione normale, mentre i comandi dei ricevitori saranno regolati in modo da avere la massima potenza di uscita.

La potenza in milliwatt all'uscita, nelle condizioni esposte qui sopra, per ogni specificata frequenza del segnale di entrata, indicano l'entità della diafonia.



RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

LA RICEZIONE A DISTANZA DELLE STAZIONI TELEVISIVE

Mentre nel numero 10 ci siamo limitati a considerare la ricezione delle stazioni televisive da un punto di vista generale, adesso è opportuno che ci intratteniamo alquanto sulla ricezione delle stesse stazioni a grande distanza; un argomento che è di attualità e che appassiona molti dei nostri lettori visto che tanto nel Nord Italia, quanto nel Centro e nel Sud esiste la possibilità di ricezione di numerose stazioni estere.

GENERALITÀ

Le stazioni televisive (ed anche quelle a modulazione di frequenza) possono essere ricevute a grande distanza nei seguenti due modi distinti:

a) ricezione sporadica dovuta a fenomeni di riflessione delle onde elettromagnetiche negli strati troposferici ed in quelli ionosferici, che, parlando della propagazione delle onde elettromagnetiche stesse, abbiamo già trattato a suo tempo diffusamente in questa stessa rubrica.

La ricezione delle stazioni VHF nelle suddette condizioni è possibile in taluni periodi dell'anno, generalmente quelli estivi, od in presenza di particolari

stati dell'atmosfera, fino a delle distanze che in qualche caso possono raggiungere anche i 2000 km.

b) ricezione sufficientemente costante di emittenti estere che si trovano al di fuori dei territori nazionali, ad una certa distanza dal posto ricevente, che raramente supera qualche centinaio di chilometri.

È il caso delle stazioni svizzere, tedesche, austriache, jugoslave che sono ricevute nel Nord Italia, di quelle jugoslave, francesi (Corsica compresa), nel Centro e delle stazioni francesi, greche, tunisine, algerine nel Sud Italia.

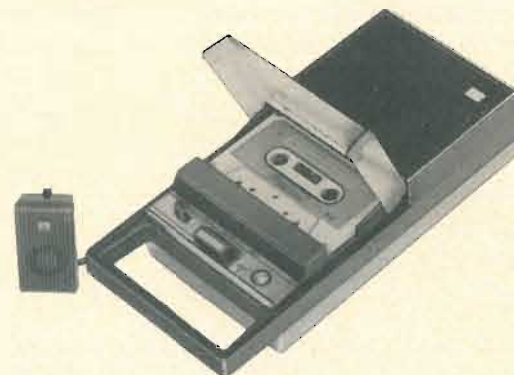
Prima di approfondire l'esame dei due casi in questione è opportuno trattare un altro importante argomento.



HITACHI

REGISTRATORE A CARICATORE

mod. TRQ-230 Circuito a 6 transistor, 1 diodo, 1 varistor - Utilizza i caricatori a nastro a doppia pista - Comandi a leva - Risposta 100-8000 Hz. - Potenza d'uscita 600 mW. - Alimentazione con corrente di rete mediante l'adattatore Hitachi fornibile a richiesta - Corredato di microfono, borsa in pelle e caricatore C-60. **Dimens.:** mm. 120x63x220.



**CHIEDETE
TUTTA LA GAMMA
AL VOSTRO FORNITORE:**

Agente generale per l'Italia: **ELEKTROMARKET INNOVAZIONE**
Via Rugabella, 21 - 20122 MILANO - Tel. 87 35 40

È evidente che chiunque si interessi al DX televisivo, cioè alla ricezione a grande distanza, debba avere una perfetta conoscenza dei diversi standard che sono in uso nei differenti stati europei compresi quelli Nord africani, delle relative caratteristiche e dei canali impiegati.

Nella puntata precedente abbiamo già preso in considerazione l'argomento, precisando quali siano i canali adottati dalla RAI in Italia tanto nella gamma delle VHF quanto in quella delle UHF. Si tratta di una serie di dati che frequentemente sono ignorati dagli stessi negozianti di apparecchi televisivi che perciò non sono in grado di precisarli ai loro acquirenti. Inoltre abbiamo indicato le caratteristiche dei vari sistemi (cioè degli standard) di televisione adottati in Europa e che naturalmente sono stati approvati dall'Assemblea plenaria del C.C.I.R. di Ginevra 1963.

Il radioamatore che si dedica al DX, oltre ai suddetti dati deve però conoscere anche quelli che sono propri degli standard, in uso nelle altre nazioni.

Per facilitare sotto questo aspetto i lettori, pubblichiamo due tabelle, che sono state stilate a suo tempo dagli organismi internazionali interessati e che comprendono le caratteristiche di tutti i canali di emissioni di ogni singolo standard, VHF e UHF.

A queste tabelle sarà fatto seguire un elenco che consentirà di conoscere quale sia lo standard adottato dalle nazioni dalle quali è possibile effettuare la ricezione televisiva in Italia, in uno dei due modi ai quali abbiamo fatto cenno allo inizio.

La tabella 1 si riferisce ai canali VHF ed in essa naturalmente sono riportati tutti i canali relativi agli standard pubblicati nell'ultima puntata, mentre la tabella II si riferisce agli standard UHF, tenuto conto che alcune stazioni estere di questa banda sono ricevibili in Italia, specialmente nelle zone di confine.

Riportiamo qui di seguito l'elenco degli standard in uso presso le nazioni europee, Nord africane e del Vicino Oriente.

Qualora esista un secondo programma, il cui standard differisca da quello adottato per il primo programma, la corrispondente lettera sarà riportata fra parentesi:

Albania	D
Algeria	B,E
Austria	B (G)
Belgio	G
Bulgaria	D
Cecoslovacchia	D
Cipro	B
Danimarca	B
Finlandia	B
Francia:	
canali F2-F12	E
canali F21-F68	L 2° progr.
canali F21-F68	L 1° progr. 819 linee
Germania RF	B,G
Germania RD	B
A.F.R.T.S. (Germ.)	B,G, separazione audio-video 4,5 MHz.
Gibilterra	B
Grecia	B
Irak	B
Irlanda	A (I)
Libano	B
Lussemburgo	F
Malta	B
Marocco	B
Monaco	E
Norvegia	B
Olanda	B
Polonia	D
Portogallo	B (G)
R.A.U.	B
Romania	D
Regno Unito	A (I)
Svezia	B
Svizzera	B
Spagna	B (G)
Tunisia	B
Ungheria	D
URSS	D
Jugoslavia	B,H

IL DX TELEVISIVO PER RICEZIONE SPORADICA

Per effettuare la ricezione del DX televisivo con metodo, e per ottenere buoni risultati, in primo luogo è indispensabile essere in possesso di un apparecchio che abbia una sensibilità molto elevata, altrimenti è perfettamente inutile pretendere

Tabella N. 1 — CANALI DI EMISSIONE DEI VARI STANDARD TV-VHF

Canale	Limiti del canale	Portante video MHz	Portante audio MHz
SISTEMA A - 405 linee			
Banda I			
B 1	41,25 - 46,25	45,00	41,50
B 2	48 - 53	51,75	48,25
B 3	53 - 58	56,75	53,25
B 4	58 - 63	61,75	58,25
B 5	63 - 68	66,75	63,25
Banda III			
B 6	176 - 181	179,75	176,25
B 7	181 - 186	184,75	181,25
B 8	186 - 191	189,75	186,25
B 9	191 - 196	194,75	191,25
B 10	196 - 201	199,75	196,25
B 11	201 - 206	204,75	201,25
B 12	206 - 211	209,75	206,25
B 13	211 - 216	214,75	211,25
B 14	216 - 221	219,75	216,25
SISTEMA B - 625 linee - 7 MHz			
Banda I			
2	47 - 54	48,25	53,75
2 *	48,25 - 55,50	49,75	55,25
3	54 - 61	55,25	60,75
4	61 - 68	62,25	67,75
Banda III			
5	174 - 181	175,25	180,75
7	181 - 188	182,25	187,75
8	188 - 195	189,25	194,75
6	195 - 202	196,25	201,75
9	202 - 209	203,25	208,75
10	209 - 216	210,25	215,75
11	216 - 223	217,25	222,75
12	223 - 230	224,25	229,75
Banda I			
A	52,50 - 59,50	53,75	59,25
B	61,00 - 68,00	62,25	67,75
C	81,00 - 88,00	82,25	87,75
Banda III			
D	174,00 - 181,00	175,25	180,75
E	182,50 - 189,50	183,75	189,25
F	191,00 - 198,00	192,25	197,75
G	200,00 - 207,00	201,25	206,75
H	209,00 - 216,00	210,25	215,75
H 1	216,00 - 223,00	217,25	222,75

segue Tabella 1

Canale	Limiti del canale	Portante video MHz	Portante audio MHz
Banda III			
M 4	162,00 - 169,00	163,25	168,75
M 5	170,00 - 177,00	171,25	176,75
M 6	178,00 - 185,00	179,25	184,75
M 7	186,00 - 193,00	187,25	192,75
M 8	194,00 - 201,00	195,25	200,75
M 9	202,00 - 209,00	203,25	208,75
M 10	210,00 - 217,00	211,25	216,75
SISTEMA C - 625 linee (belga) come il sistema B			
SISTEMA D - 625 linee - 8 MHz			
Banda I			
R 1	48,5 - 56,5	49,75	56,25
R 2	58 - 66	59,25	65,75
Fuori Banda			
R 3	76 - 84	77,25	83,75
R 4	84 - 92	85,25	91,75
R 5	92 - 100	93,25	99,75
Banda III			
R 6	174 - 182	175,25	181,75
R 7	182 - 190	183,25	189,75
R 8	190 - 198	191,25	197,75
R 9	198 - 206	199,25	205,75
R 10	206 - 214	207,25	213,75
R 11	214 - 222	215,25	221,75
R 12	222 - 230	223,25	229,75
SISTEMA E - 819 linee			
Banda I			
F 2	41,00 - 54,15	52,40	41,25
F 4	54,15 - 67,30	65,55	54,40
Banda III			
F 5	162,25 - 175,40	164,00	175,15
F 6	162,00 - 175,15	173,40	162,25
F 7	175,40 - 188,55	177,15	188,30
F 8A	174,00 - 188,00	185,25	174,10
F 8	175,15 - 188,30	186,55	175,40
F 9	188,55 - 201,70	190,30	201,45
F 10	188,30 - 201,45	199,70	188,55
F 11	201,70 - 214,85	203,45	214,60
F 12	201,45 - 214,60	212,85	201,70

AMPLIFICATORI B.F.

interamente equipaggiati
con transistor professionali
al silicio

RCF

Potenza d'uscita: 150 W; **distorsione:** 1%;
frequenza di risposta: 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB;
circuiti d'entrata: 2 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore;
controlli: 2 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete;
impedenza d'uscita: 2-4-8-16-67 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 ÷ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 400 x 305 x 160.



AM. 9150

AM. 9300

Potenza d'uscita: 300 W; **distorsione:** 1%;
frequenza di risposta: 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB;
circuiti d'entrata: 3 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore;
controlli: 3 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete;
impedenze d'uscita: 2-4-8-16-33 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 ÷ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 530 x 340 x 270.



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

Tabella N. 2 — CANALI DI EMISSIONE DEI VARI STANDARD TV-UHF

SISTEMA F - 819 linee (come il sistema B)			
SISTEMA I - 625 linee - 8 MHz			
Banda I			
I A	44,50 - 52,50	45,75	51,75
I B	52,50 - 60,50	53,75	59,75
I C	60,50 - 68,50	61,75	67,75
Banda III			
I D	174 - 182	175,25	181,25
I E	182 - 190	183,25	189,25
I F	190 - 198	191,25	197,25
I G	198 - 206	199,25	205,25
I H	206 - 214	207,25	213,25
I J	214 - 222	215,25	221,25

di ricevere dei segnali che possono arrivare all'antenna con un campo estremamente basso. È ovvio infatti che se si dispone di un televisore che abbia la sensibilità di 100 µV non si può pretendere di ricevere dei segnali la cui intensità si aggiri sui 5/10 µV.

È vero che in condizioni di propagazione del tutto particolari sia possibile la ricezione di stazioni televisive molto lontane come le sovietiche, le nordiche, inglesi comprese, ecc., con il ricevitore, collegato alla solita antenna, impiegato per l'ascolto delle emittenti locali. Ciò è dovuto soltanto al fatto che la ricezione a grande distanza in questo caso è dovuta al campo notevolmente elevato dei segnali in arrivo, che talvolta può superare addirittura quello della stazione locale.

Con attrezzature alquanto semplici, ma ben studiate, si possono ottenere dei notevoli risultati come la ricezione di stazioni lontane anche nell'epoca in cui le inversioni di temperatura ed i fenomeni di alterazione degli strati ionosferici non sono frequenti.

Mentre ci riserviamo di pubblicare in seguito, nella rubrica SERVIZIO RADIO TV od in altra dedicata esclusivamente al DX TELEVISIVO, i suggerimenti ed i consigli relativi alle eventuali modifiche da apportare ai circuiti dei televisori al fine di conseguire i migliori risultati possibili, precisiamo adesso alcune norme alle

quali è indispensabile si attengano coloro che intendono intraprendere una simile interessante attività.

a) Il televisore destinato alla ricezione a grande distanza dovrà avere, come abbiamo detto, una sensibilità molto elevata tanto nel campo delle VHF quanto in quello delle UHF, tenuto conto che quest'ultima gamma resta ancora un'incognita per quanto concerne la ricezione sporadica a grande distanza e che quindi è importante tenerla sotto controllo.

La sintonia dovrebbe essere del tipo « continuo » in modo da consentire una perfetta messa a punto della sintonia stessa. Tenuto poi conto che le emittenti di molti paesi lontani, dei quali è possibile la ricezione in Italia, hanno adottato standard differenti dal nostro, come ad esempio l'URSS e l'Inghilterra, sarebbe indispensabile disporre di televisori multistandard. In Italia è ben difficile trovare delle case che costruiscano apparecchi del genere cosa che avviene comunemente all'estero. In Belgio, ad esempio la BARCO, (fig. 1 e 2), ha messo sul mercato una vasta serie di televisori i quali, in varie combinazioni, consentono la ricezione dello standard, europeo, di quello francese e di quello sovietico, ad un prezzo eccezionalmente basso. Anzi recentemente la stessa casa ha realizzato un interessante televisore a colori PAL/SECAM, il BARCOLOR CX 22, che per-

Canali	Limite del canale	Portante video MHz	Portante audio MHz		
SISTEMI G, H, I, K e L - 625 linee - 8 MHz					
Bande IV e V		G, H, I, K, L	G, H	I	K, L
21	470 - 478	471,25	476,75	477,25	477,75
22	478 - 486	479,25	484,75	485,25	485,75
23	486 - 494	487,25	492,75	493,25	493,75
24	494 - 502	495,25	500,75	501,25	501,75
25	502 - 510	503,25	508,75	509,25	509,75
26	510 - 518	511,25	516,75	517,25	517,75
27	518 - 526	519,25	524,75	525,25	525,75
28	526 - 534	527,25	532,75	533,25	533,75
29	534 - 542	535,25	540,75	541,25	541,75
30	542 - 550	543,25	548,75	549,25	549,75
31	550 - 558	551,25	556,75	557,25	557,75
32	558 - 566	559,25	564,75	565,25	565,75
33	566 - 574	567,25	572,75	573,25	573,75
34	574 - 582	575,25	580,75	581,25	581,75
35	582 - 590	583,25	588,75	589,25	589,75
36	590 - 598	591,25	596,75	597,25	597,75
37	598 - 606	599,25	604,75	605,25	605,75
38	606 - 614	607,25	612,75	613,25	613,75
39	614 - 622	615,25	620,75	621,25	621,75
40	622 - 630	623,25	628,75	629,25	629,75
41	630 - 638	631,25	636,75	637,25	637,75
42	638 - 646	639,25	644,75	645,25	645,75
43	646 - 654	647,25	652,75	653,25	653,75
44	654 - 662	655,25	660,75	661,25	661,75
45	662 - 670	663,25	668,75	669,25	669,75
46	670 - 678	671,25	676,75	677,25	677,75
47	678 - 686	679,25	684,75	685,25	685,75
48	686 - 694	687,25	692,75	693,25	693,75
49	694 - 702	695,25	700,75	701,25	701,75
50	702 - 710	703,25	708,75	709,25	709,75
51	710 - 718	711,25	716,75	717,25	717,75
52	718 - 726	719,25	724,75	725,25	725,75
53	726 - 734	727,25	732,75	733,25	733,75
54	734 - 742	735,25	740,75	741,25	741,75
55	742 - 750	743,25	748,75	749,25	749,75
56	750 - 758	751,25	756,75	757,25	757,75
57	758 - 766	759,25	764,75	765,25	765,75
58	766 - 774	767,25	772,75	773,25	773,75
59	774 - 782	775,25	780,75	781,25	781,75
60	782 - 790	783,25	788,75	789,25	789,75
61	790 - 798	791,25	796,75	797,25	797,75
62	798 - 806	799,25	804,75	805,25	805,75
63	806 - 814	807,25	812,75	813,25	813,75
64	814 - 822	815,25	820,75	821,25	821,75
65	822 - 830	823,25	828,75	829,25	829,75
66	830 - 838	831,25	836,75	837,25	837,75
67	838 - 846	839,25	844,75	845,25	845,75
68	846 - 854	847,25	852,75	853,25	853,75

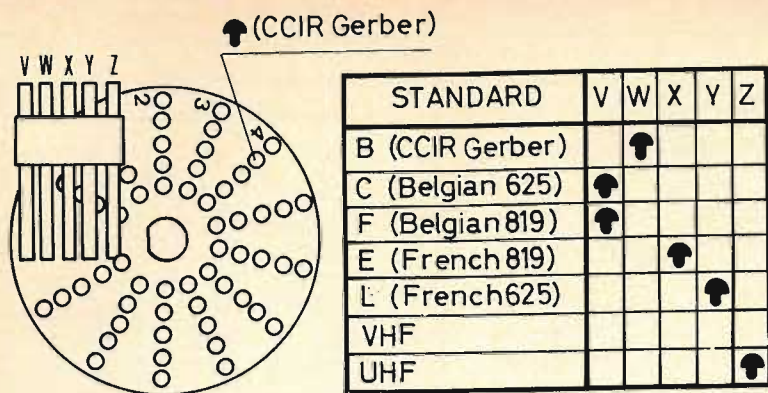


Fig. 1 - Schema del commutatore di un televisore multistandard della BARCO.

mette di ricevere tutti i canali di televisione VHF e UHF nei seguenti standard:

- sistema B (Gerber CCIR, nero bianco 625 linee)
- sistema PAL a 625 linee
- sistema E francese VHF a 829 linee
- sistema C belga VHF a 625 linee
- sistema F Belgio/Lussemburgo a 819 linee
- sistema L francese UHF a 625 linee
- sistema SECAM a 625 linee.

Inoltre, tenuto conto che nel DX autentico, si ha sempre a che fare con dei campi em alquanto bassi i disturbi vengono ad avere una notevole influenza sulla resa dell'immagine, è opportuno realizzare un circuito antidisturbo sull'immagine, nello stadio video, avente la massima efficienza.

b) Se è vero che in caso di propagazione sporadica molto intensa le onde em riflesse dagli strati troposferici od ionosferici possono subire dei notevoli spostamenti di direzione, e di fase, per cui

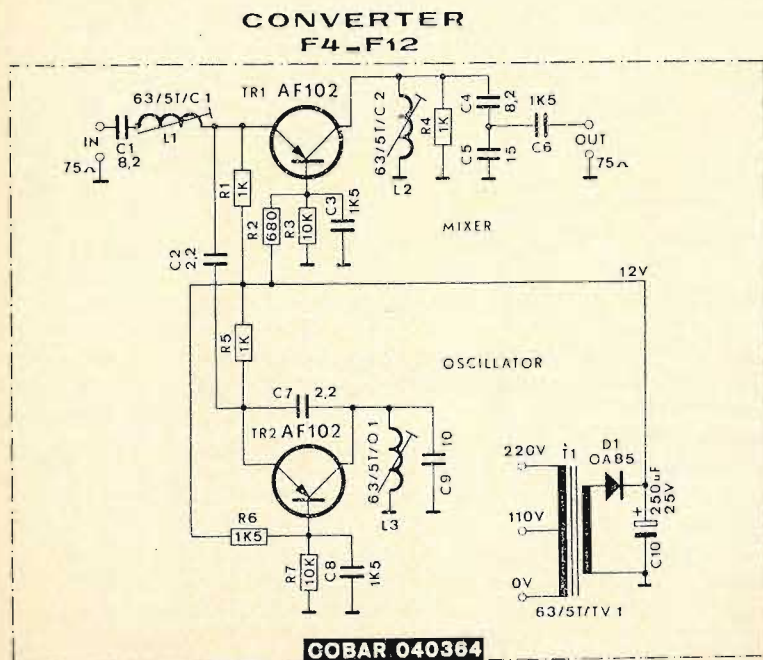


Fig. 2 - Esempio classico di un convertitore di frequenza COBAR in un televisore multistandard.

BRIMAR

siate scrupolosi nelle vostre scelte!



Questo è uno dei 500 controlli di qualità che assicurano la perfetta affidabilità dei 625 cannoni elettronici BRIMAR. Ciascuno di questi cannoni, impiegati nei tubi a raggi catodici BRIMAR, presenta 15 saldature attentamente controllate. Le saldature dubbie vengono sottoposte ad ulteriore prova individuale con pinzette a molla.

Oltre a questi controlli, che garantiscono la qualità al 100%, vi sono quelli sistematici e continuati di reparto.

Solamente dopo aver superato esami tanto rigorosi un tubo a raggi catodici BRI-

MAR è pronto per essere immesso sul mercato.

affidatevi alla qualità...

BRIMAR

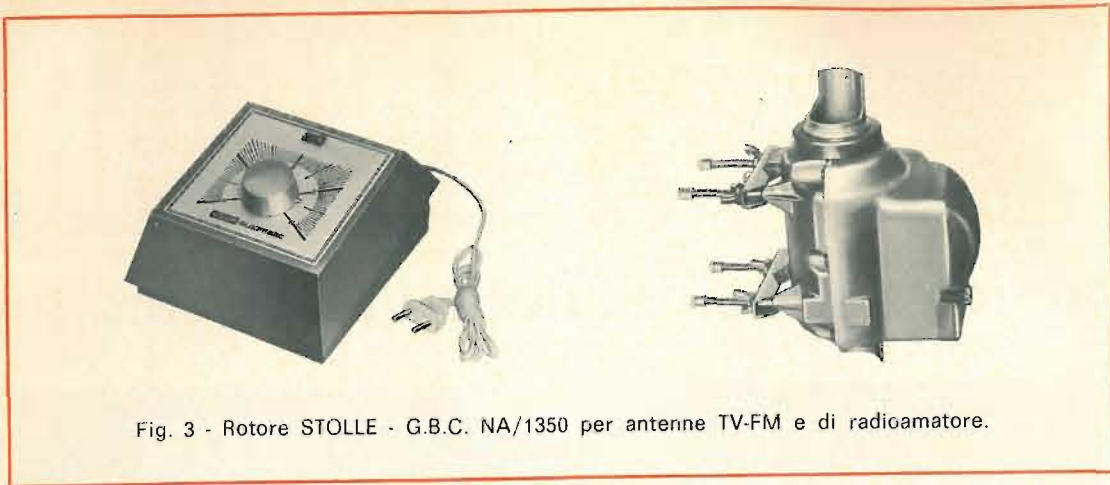


Fig. 3 - Rotore STOLLE - G.B.C. NA/1350 per antenne TV-FM e di radioamatore.

giungono all'antenna ricevente secondo un percorso che non è il più breve rispetto alla stazione trasmittente, esiste comunque una direzione di maggiore intensità che in genere corrisponde al percor-

so più breve stazione trasmittente-antenna ricevente. Per avere dunque la possibilità di orientare l'antenna in modo da disporla nelle condizioni ideali per ricevere i segnali con la massima intensità possibile è indispensabile disporre di una antenna orientabile in modo da poter controllare con accuratezza tutto l'orizzonte.

Un antenna girevole per televisione può essere realizzata con mezzi alquanto limitati. È sufficiente un palo di diametro adatto a sostenere tre o quattro antenne, una per la banda prima, una per la banda seconda FM (se interessa), una per la banda terza ed infine una per l'UHF, il quale può essere fatto ruotare, attorno al suo asse, mediante un rotore come ad esempio il **ROTORE STOLLE - NA/1350 della G.B.C.**, figura 3, che è utilizzato vantaggiosamente anche dai radioamatori. Questo rotore può compiere una rotazione completa di 360° ed è munito di fermo di fine corsa, allo scopo di evitare che il cavo di discesa possa attorcigliarsi attorno al palo, spezzandosi. La velocità di rotazione è di un giro in 50 secondi, la potenza di lavoro 10/15 kg. Esso è munito di telecomando contenuto in una apposita custodia e può essere alimentato tanto a 110 V quanto a 220 V; il motore invece è alimentato a 24 V.

Desiderando realizzare un impianto più razionale, di tipo semiprofessionale, è

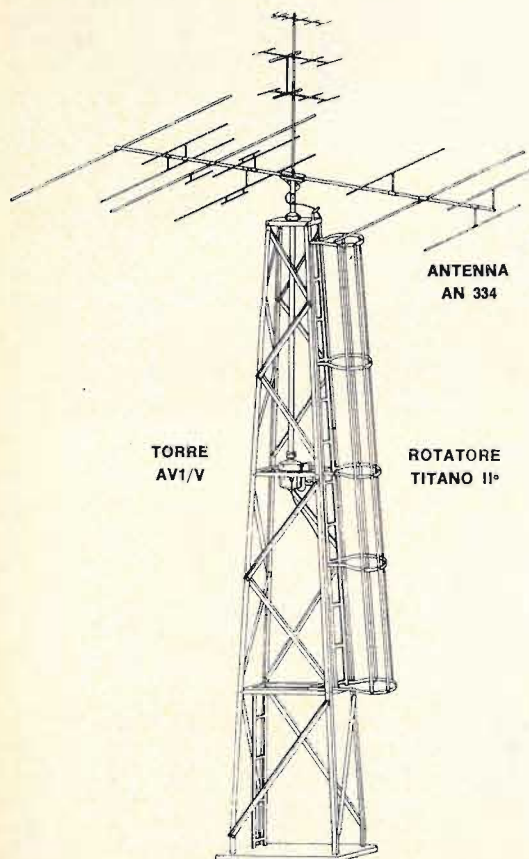


Fig. 4 - « Rotary Beam » per antenne TV professionali e per radioamatori della ditta Villa.

consigliabile il montaggio di una torre a traliccio VILLA modello AV1/V il cui costo è tutt'altro che eccessivo, (figura 4).

Si tratta di una torre progettata appositamente per l'impiego di antenne direttive che può essere montata da chiunque in breve tempo, tanto su terrazzino quanto su un tetto, purché la sua base sia convenientemente ancorata alla soletta, ad un muro maestro o ad un pilastro. Essa è costruita completamente in acciaio ed una altezza di 5,5 metri ed una base di 0,800 x 0,800 metri e viene fornita completa del dispositivo di rotazione comandato e regolato a distanza.

L'alloggiamento delle antenne, come è illustrato in figura 5, è ribaltabile nei due sensi; ciò per consentire il montaggio degli elementi delle varie antenne con estrema semplicità e sicurezza. L'albero di supporto ruota su cuscinetti a sfere. Due scalette fissate ai fianchi della torre facilitano il suo montaggio, quello del sistema di antenne e la manutenzione.

Il rotatore TITANO II° è un gruppo professionale eccezionalmente robusto, studiato per la rotazione di antenne direttive di peso fino a 150 kg (peso in rotazione e non statico o morto) montate su un boom lungo fino a 10 metri (fig. 5). Un apposito giunto elastico parastrappi collega il gruppo Titano al « mast ». Il cavo comando adatto per impiego esterno fa capo ad un bocchettone stagno che si innesta alla relativa presa. L'altro capo del cavo-comandi va collegato al Control Box che è l'unità che contiene tutti gli organi necessari al telecomando ed al controllo a distanza delle antenne montate sul traliccio, (fig. 6).

Nel caso si desideri incrementare ulteriormente l'intensità dei segnali ricevuti possono essere impiegate delle torri di prolunga, come quella illustrata in figura 7 che possono supportare tanto il traliccio per antenne rotanti AV1/V, tanto un apposito traliccio modello PT1/R simile al primo ma progettato quale supporto per le antenne fisse per ponti radio, come ad esempio paraboloidi, Kathrein, yagi, coassiali a larga banda ecc.

Al fine di ottenere i migliori risultati è consigliabile che il sistema di antenne si possa spostare, almeno per un certo

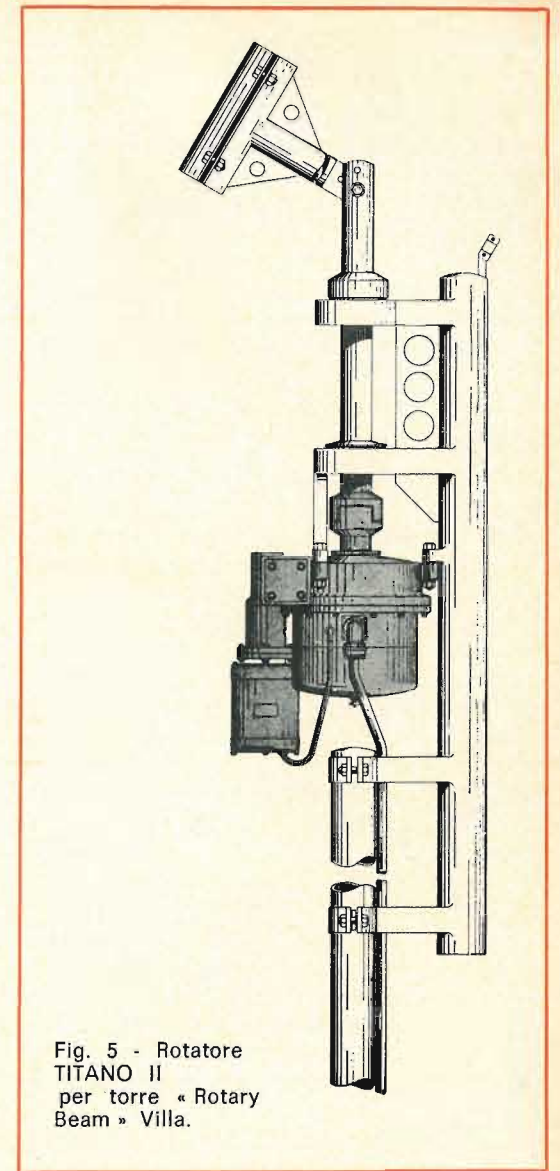


Fig. 5 - Rotatore TITANO II per torre « Rotary Beam » Villa.

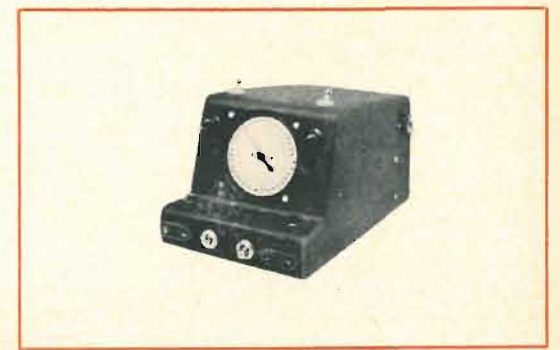


Fig. 6 - Control-box per comando della torre Villa AV1/V.

numero di gradi, in senso verticale in modo da poter variare l'angolo di elevazione.

Evidentemente l'antenna dovrà essere collegata al televisore evitando l'impiego del solito cavetto coassiale le cui caratteristiche in genere sono sufficiente per la ricezione delle emittenti locali. È consigliabile scegliere del cavo a minima perdita, come ad esempio il tipo RG8/U del diametro di 10,3 mm, che presenta delle perdite trascurabili anche su lunghe tratte come è indicato nella tabella n. 3, nella quale sono date anche le caratteristiche dei cavi RG11/U e RG17/U.

c) Circa le condizioni di propagazione a distanza delle onde VHF e UHF, come abbiamo già detto, ci siamo intrattenuti a lungo a suo tempo nella rubrica SERVIZIO RADIO TV. È comunque il caso di precisare che frequentemente per ogni località esistono delle particolari condizioni ambientali per cui la ricezione a grande distanza può essere favorita od ostacolata. In genere la propagazione troposferica, tramite lo strato E, è la più diffusa tanto nella banda I^a, quanto nella II^a (FM) e nella III^a. L'anno scorso, ad esempio, durante l'estate è stata possibile la ricezione di due stazioni della banda III^a distanti, dal posto ricevente, circa 1600 km. La propagazione sporadica in genere è favorita dal tempo nuvoloso o piovoso, quando lo strato di nuvole si trovi ad una altezza superiore ai 1200/1500 metri e, frequentemente, da banchi di nebbia molto estesi: raramente detti fe-

nomeni si riscontrano in presenza di cielo molto sereno o con annuvolamenti stratificati molto bassi.

Un comportamento alquanto diverso si può notare talvolta quando il posto ricevente e quello trasmittente siano separati fra di loro da un lungo tratto di mare. In questo caso possono verificarsi, fra la superficie del mare e gli strati più bassi, delle riflessioni per cui le onde em vengono **condotte** a distanza come in una guida d'onda.

Talvolta, specialmente di primo mattino, la ricezione a distanze particolarmente elevate è da attribuire alle riflessioni dovute a pioggia di meteoriti. In questo caso le stazioni riflesse a distanza sono le stesse che in genere sono ricevute per riflessione troposferica. Il 7 settembre 1968 un simile fenomeno ha consentito la ricezione in Groenlandia, alla distanza di circa 4000 km, della stazione americana di Chicago nel canale 7.

Il DX televisivo è favorito anche dalla presenza delle aurore boreali, un fenomeno però che interessa prevalentemente le regioni nordiche.

RICEZIONE DELLE STAZIONI TELEVISIVE A DISTANZA RAVVICINATA

Per quanto concerne la ricezione delle stazioni televisive estere con intensità sufficientemente costante, di cui al punto 2 della nostra premessa, i criteri operativi dovranno essere modificati almeno per ciò che si riferisce all'attuazione del-

Tabella N. 3 — CARATTERISTICHE DEL CAVO COASSIALE TIPO RG

CAVO TIPO	RG8/U		RG11/U		RG17/U	
	Atten. db.	max. potenza W	Atten. db.	max. potenza W	Atten. db.	max. potenza W
SUI 3,5 MHz	0,95	2900	1,12	2900	0,39	5600
» 7,— »	1,42	2900	1,80	2900	0,59	5600
» 14,— »	2,08	2800	2,52	2800	0,85	5600
» 21,— »	2,61	2000	3,18	2000	1,05	5600
» 28,— »	3,10	1750	3,77	1750	1,28	5600
» 144,— »	8,15	800	9,00	800	3,18	2350
» 430,— »	15,30	430	15,90	430	6,10	1200

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

l'impianto di antenna. Infatti, trattandosi di ricevere una stazione i cui segnali provengono da una direzione ben precisa, si dovrà fare uso di una antenna fissa. I segnali di questo tipo hanno una intensità piuttosto bassa, che è sensibilmente influenzata dalle condizioni atmosferiche, per cui in taluni giorni essi possono giungere al posto ricevente con una intensità sufficiente ed in altri piuttosto debole.

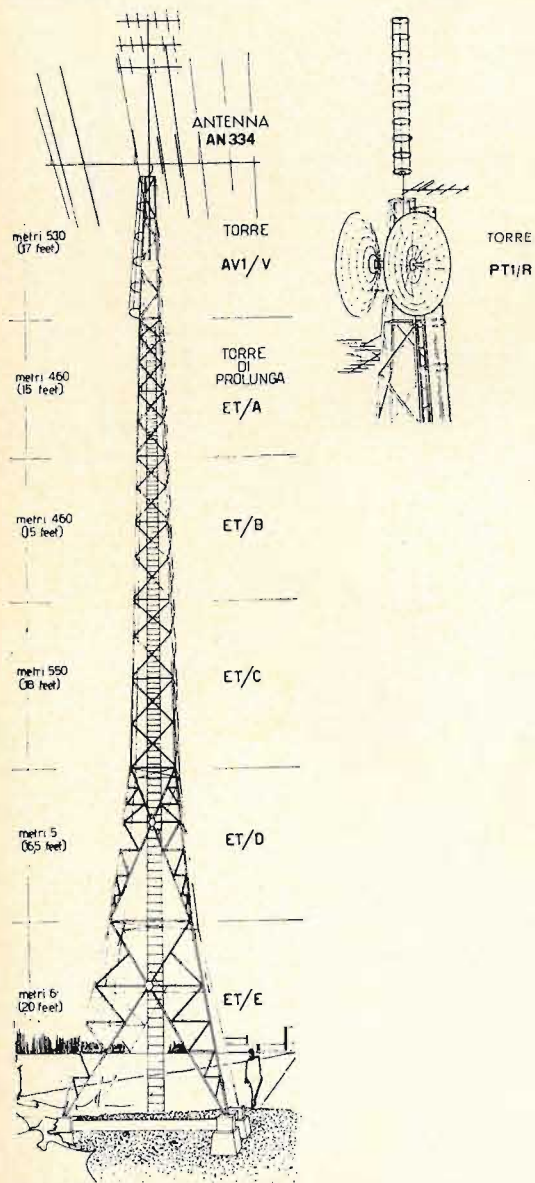


Fig. 7 - Torre di prolunga ET per traliccio tipo AV1/V e torre PT1/R per l'incremento dell'intensità dei segnali.



Fig. 8 - Amplificatore HF a transistor sintonizzabile G.B.C. da applicare dietro al televisore.

In queste condizioni è ovvio quale importanza abbia l'impianto di antenna la quale dovrà essere installata nel punto in cui i segnali giungono con la massima intensità ed in modo che il suo allineamento risulti perfetto, con la stazione trasmittente. È noto che quando si sia costretti ad impiegare delle antenne aventi un elevato guadagno, e quindi un elevato numero di elementi, diminuisca la larghezza di banda e molto più critico sia l'esecuzione dell'allineamento in questione.

Se il televisore difetta di sensibilità, trattandosi di magnificare un solo canale di frequenza, si può ovviare all'inconveniente ricorrendo all'impiego di uno dei tanti amplificatori di antenna, che possono essere installati nel retro del televisore (illustrati in figura 8) e che sono in vendita presso i negozi della G.B.C.. Di essi ne esistono numerosissimi tipi che sono descritti a partire dalla pagina 1238 del CATALOGO GENERALE COMPONENTI della ditta in questione.

Questi amplificatori naturalmente possono essere impiegati vantaggiosamente anche per rendere più sensibili i televisori destinati alla ricezione del DX a grande distanza.

(continua)



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

CRITERI DI SCELTA DEGLI STRUMENTI A BOBINA MOBILE

(Da « Industrial Electronics »)

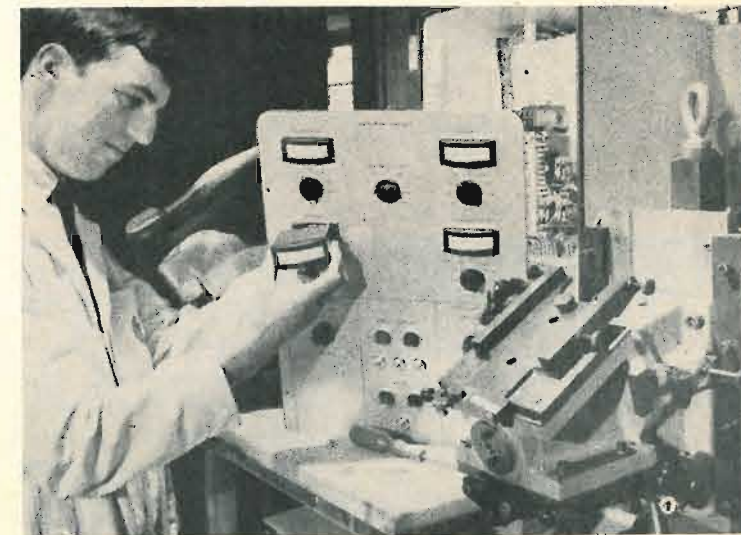
La scelta di uno strumento a bobina mobile adatto a svolgere una particolare funzione, e che nel medesimo tempo costituisca un componente avente un costo adeguato alle esigenze, può costituire a volte un problema di non facile soluzione. Sotto questo aspetto, è quindi interessante la nota alla quale ci riferiamo, che fornisce numerosi ragguagli che possono costituire un'utile guida quando si debba effettuare una scelta di questo genere.

Nella maggior parte degli strumenti a magnete permanente ed a bobina mobile, quest'ultima ruota su perni di acciaio temperato le cui punte appoggiano su rubini sintetici: non è però certo una novità il fatto che siano già disponibili in commercio numerosi esemplari di strumenti a bobina mobile nei

quali quest'ultima, anziché ruotare su perni, viene tenuta al suo posto mediante sottili nastri metallici sotto tensione meccanica.

Ciò premesso, il primo passo nell'effettuare la scelta di uno strumento a bobina mobile consiste nello scegliere tra il sistema di sospensione su perni, ed il sistema di sospensione mediante nastri.

L'autore precisa i pregi e i difetti di questo sistema di sospensione della bobina mobile, nel senso che i vantaggi consistono in primo luogo nell'eliminazione dell'attrito dovuto al contatto diretto tra i perni ed i rubini, il che permette di ottenere una maggiore sensibilità ed una maggiore resistenza agli urti. D'altra parte, nei confronti degli strumenti a portata



assai limitata (vale a dire di pochi microampère), il responso risulta piuttosto incostante: le variazioni di temperatura vengono avvertite con una certa rilevanza, ed inoltre gli strumenti di questo genere sono più costosi che non i tipi precedentemente citati.

L'autore riporta poi alcune interessanti considerazioni relative alla precisione degli strumenti realizzati nelle due versioni, e considera sotto vari punti di vista tutti gli argomenti relativi alla quantità di energia che essi dissipano quando vengono usati come strumenti di misura in un determinato circuito, nonché alla loro sensibilità a seconda delle diverse condizioni di impiego.

Dopo aver messo in evidenza i pregi e i difetti di entrambi i tipi, soprattutto per quanto riguarda gli effetti termici, il redattore dell'articolo si dilunga in interessanti dissertazioni relative al tempo di responso ed al fattore di smorzamento, mettendo in notevole evidenza i fattori più critici che sussistono ogni qualvolta occorre stabilire la classe e le dimensioni di uno strumento, nelle varie condizioni di impiego.

Un disegno a due colori riportato nella prima pagina dell'articolo descrive in modo assai chiaro la struttura degli strumenti a bobina mobile nei quali quest'ultima viene supportata mediante nastri flessibili, il che permette al lettore di formarsi un'idea assai chiara delle loro caratteristiche di funzionamento.

La foto che qui riproduciamo illustra l'applicazione particolare di quattro strumenti di misura funzionanti su piano orizzontale, che vengono impiegati sul pannello di controllo di una macchina per la produzione di oggetti stampati a pressofusione, adatti all'impiego nell'industria delle calzature. Usati come indicatori di temperatura, questi strumenti permettono di mantenere costanti condizioni assai critiche del materiale da stampare, per ottenere nel migliore dei modi l'applicazione di suole in cloruro di polivinile alle tomaie.

Altre interessanti considerazioni vengono effettuate nei confronti della struttura dell'involucro dello strumento: sotto questo aspetto, la nota chiarisce che un moderno strumento da pannello può essere diviso in due principali categorie, a seconda del tipo e dell'involucro:

- 1) Lo strumento può essere del tipo completamente trasparente, con il coperchio inserito a pressione ed incollato al corpo vero e proprio. Oppure...
- 2) l'involucro può essere del tipo opaco e stampato a caldo in plastica, e può recare una finestra di forma quadrata o rettangolare, alla quale viene applicato un vetro, attraverso il quale è possibile vedere direttamente la scala e l'indice.

I vantaggi dell'involucro trasparente sono i seguenti:

- a) Basso costo.
- b) Il quadrante risulta bene illuminato e sostanzialmente esente da zone d'ombra, sebbene la rifrazione della luce attraverso gli angoli del coper-

chio determini a volte variazioni della luminosità del quadrante.

- c) La scelta di vari colori per l'applicazione di contrassegni speciali è sempre possibile senza costi aggiuntivi.
- d) La massima lunghezza della scala per una determinata misura dell'involucro è maggiore che non quella ottenibile negli strumenti ad involucro opaco.

Gli svantaggi sono invece i seguenti:

- a) In ambiente ad aria molto asciutta, la parte frontale accumula assai spesso una carica elettrostatica quando viene vigorosamente strofinata con un panno, il che determina un effetto di attrazione nei confronti dell'indice e provoca false letture. Tuttavia, uno speciale trattamento antistatico della parte frontale ad opera del fabbricante significa solitamente che queste cariche vengono dissipate in breve tempo.
- b) Il materiale è più soffice del vetro, e si graffia facilmente se entra in contatto con oggetti contundenti.
- c) E' difficile da sigillare in modo che sopporti condizioni climatiche rigorose.

La nota conclude infine con alcune importanti considerazioni agli effetti dell'impiego dei vari tipi di strumenti per la realizzazione di multimetri e di apparecchiature adatte a compiere misure di vario genere, tra le quali viene data particolare importanza alle misure di tensione in corrente alternata.

Per concludere, l'articolo descrive in dettagli le caratteristiche dei vari tipi di strumenti a bobina mobile. Basandosi sulle informazioni in esso contenute, il progettista può effettuare una scelta con buona competenza, prevedendo le difficoltà che possono derivare dall'eventuale scelta di uno strumento inadatto.

UN AMPLIFICATORE HI-FI DA 12 + 12 W

(Da « Practical Wireless » - Aprile 1969)

Ci riferiamo alla prima parte di un articolo assai interessante, sebbene descriva un'apparecchiatura ad alta fedeltà sulla quale molto è già stato scritto sotto i più svariati punti di vista

L'articolo inizia con una interessante considerazione, consistente nel fatto che il termine di «Alta Fedeltà» subisce le più accanite malversazioni, in quanto viene troppo spesso usato per definire anche apparecchiature di am-



plicazione che nulla hanno a che fare con la fedeltà propriamente detta di amplificazione e di riproduzione.

Dopo aver chiarito per sommi capi cosa si intende effettivamente per Alta Fedeltà, e

quali sono le esigenze relative alle apparecchiature elettroniche, affinché possano essere annoverate in questa

particolare categoria, l'autore accenna alla tecnica in base alla quale viene valutato il responso di un amplifica-

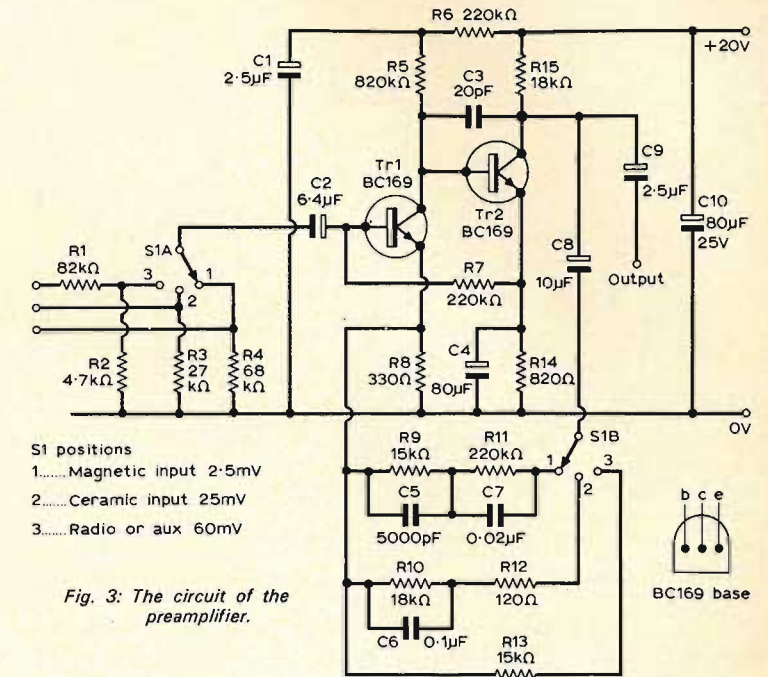


Fig. 3: The circuit of the preamplifier.

plificatore ricorrendo all'impiego delle onde quadre per apprezzare rapidamente il rendimento nei confronti dell'estremità più bassa e dell'estremità più alta dell'intera gamma di responso.

Successivamente, viene presentato l'aspetto esterno dell'amplificatore, che qui riproduciamo in fotografia, nella quale si denota la razionale disposizione dei raccordi di ingresso e dei vari comandi, tra i quali il controllo di tono per le frequenze basse, il controllo per le frequenze acute, il comando di bilanciamento ed il comando di volume. Sul medesimo pannello frontale si nota anche la presenza dei raccordi di ingresso per i registratori,

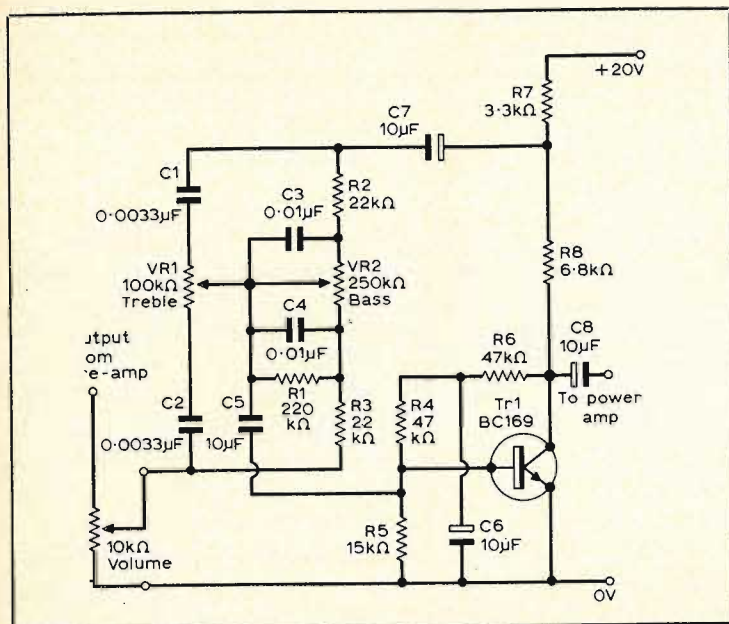
per il sintonizzatore, per una testina fonorilevatrice di tipo ceramico, per una testina di tipo magnetico, ed infine il selettore che predisponde, a seconda delle caratteristiche di impiego, la struttura dei circuiti di ingresso.

Questa prima parte dell'articolo descrive dettagliatamente il preamplificatore, mettendo in evidenza con opportuni grafici le varie curve di responso che è possibile ottenere a seconda delle diverse posizioni dei controlli di tono, e la caratteristica di equalizzazione del preamplificatore nei confronti di un « pick-up » di tipo Deram.

Nel circuito del preamplificatore che riproduciamo per

meglio chiarirne le caratteristiche funzionali si nota innanzitutto che il selettore di ingresso per ciascun canale

(i due preamplificatori sono naturalmente del tutto identici tra loro) consiste semplicemente in un doppio com-



mutatore a due vie tre posizioni, ciascuna delle quali predispone l'impedenza di ingresso ad un valore adatto al tipo di sorgente di segnale che viene collegata all'apparecchiatura per ottenere la riproduzione dei suoni. Il preamplificatore consta complessivamente di due stadi, costituiti entrambi da transistor del tipo BC169: il segnale di uscita viene applicato all'amplificatore propriamente detto tramite una capacità di 2,5 μF, il che consente una reattanza minima nei confronti delle frequenze più gravi.

Nella parte inferiore del circuito si nota la seconda sezione del commutatore di ingresso, solidale con la sezione che ne varia il valore di impedenza, attraverso la quale viene predisposto il circuito di equalizzazione necessario a seconda del tipo di sorgente impiegata.

La terza figura che qui riproduciamo rappresenta lo schema elettrico dei circuiti per il controllo delle frequenze elevate e delle frequenze gravi, ottenuta mediante due potenziometri separati aventi una curva di variazione assai conforme alle esigenze fisiologiche dell'orecchio umano. L'articolo è corredato di altre numerose illustrazioni, che mettono in evidenza la struttura delle basette recanti i vari componenti del preamplificatore, disposti in una sistemazione assai razionale, sia per quanto riguarda le prestazioni del circuito, sia per quanto riguarda le eventuali necessità di interventi, in caso di guasti.

L'articolo viene poi concluso sul numero di maggio '69 della stessa rivista, in una seconda parte nella quale vengono forniti altri dettagli

riguardo alla disposizione fisica delle diverse unità, ed anche numerosi particolari costruttivi del preamplificatore come unità completa.

IL SURRISCALDAMENTO DELLE VALVOLE E DEI COMPONENTI

(Da « Practical Television » - Marzo-Aprile 1969)

Il dimensionamento dei componenti facenti parte del circuito di una determinata apparecchiatura (qualunque essa sia), come pure la disposizione dei componenti, in riferimento soprattutto a quelli percorsi da corrente di notevole intensità, e che quindi dissipano una certa quantità di calore, devono essere oggetto di particolare considerazione, a causa della dispersione del calore prodotto, onde evitare di compromettere la sicurezza di funzionamento.

Questo argomento viene analizzato a fondo in un articolo apparso sulla rivista « Practical Television », in due parti pubblicate sui due numeri successivi di marzo e di aprile, esaminando con notevole competenza e serietà di intenti tutti i punti di vista ad esso relativi.

La dissertazione ha inizio con alcune considerazioni di carattere generico, dopo di che l'autore si addentra nell'elaborazione di tutti i criteri termici relativi al surriscaldamento della valvola finale di riga nei televisori, alla sostituzione delle valvole per la produzione dei segnali di deflessione orizzontale, ai circuiti per la produzione dei segnali suddetti, eccetera.

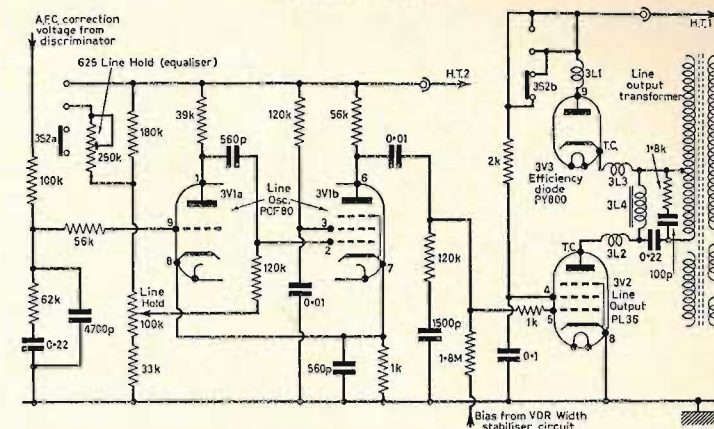
Un esame approfondito viene compiuto nei confronti dei circuiti di produzione dei segnali di deflessione orizzontale, soprattutto per quanto riguarda la produzione di auto-oscillazioni, dovute ad effetti termici di varia natura. L'autore fornisce le norme di collaudo e descrive vari sistemi mediante i quali è possibile accertare la causa della produzione delle suddette oscillazioni, e fornisce numerosi ragguagli in riferimento alle possibilità che sussistono in un multivibratore per il verificarsi di guasti di origine termica.

Altre considerazioni vengono fatte nei confronti dei vari tipi di oscillatori bloccati e di oscillatori per la produzione di segnali sinusoidali, e — soprattutto — l'articolo considera a fondo i circuiti tipici normalmente impiegati per la produzione di televisori di tipo commerciale, come ad esempio quello che qui riproduciamo per la sezione di deflessione orizzontale. In questo circuito, si usa un triodo-pentodo come multivibratore ad accoppiamento catodico: in un circuito di questo tipo — ad esempio — un eventuale cortocircuito nella capacità catodica del valore di 560 pF impedirebbe la produzione delle oscillazioni, mettendo in cortocircuito la resistenza in comune tra i due catodi, avente il valore di 1.000 Ω.

Secondo l'autore, altri casi di guasti che possono verificarsi per fenomeni di carattere termico sono un valore eccessivo della tensione di schermo nei pentodi amplificatori, il valore inadeguato della polarizzazione di griglia o dell'ampiezza del segnale che viene applicato alla gri-

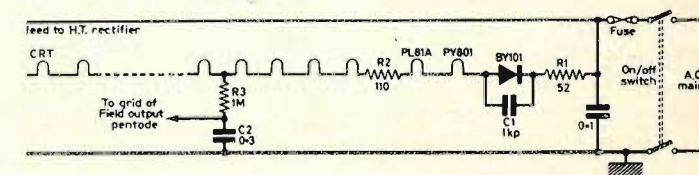
glia di un determinato stadio, eccetera. A causa di un eccessivo calore, può accadere

a volte che l'isolamento di una capacità venga compromesso, soprattutto se si trat-



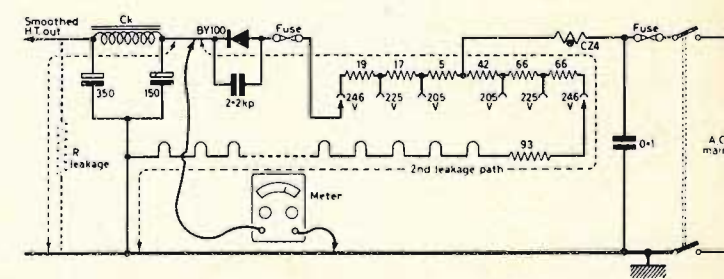
ta dei normali condensatori a carta, contenuti in un involucro protettivo e sigillati con materiale termoplastico da entrambe le estremità. Accade infatti molto spesso che

questo materiale termoplastico fonda raccogliendosi a gocce sul fondo di chiusura dell'apparecchiatura elettronica in cui tali componenti vengono impiegati, determi-



nando quindi l'esposizione delle armature interne e del dielettrico alla umidità ambientale, con conseguenze del

tutto intuitive. La prima parte di questa nota si conclude con un esa-



me dei vari tipi di cortocircuiti che possono prodursi a causa di surriscaldamenti nei

circuiti della finale di riga nei televisori da 19 e da 23 pollici.

Nella seconda parte vengono invece presi in considerazione i circuiti audio e video, con interessanti considerazioni riguardo alla possibilità che si manifestino cortocircuiti tra filamento e catodo delle valvole finali, sottoposte ad una notevole produzione di calore. Secondo l'autore, anche i rettificatori al silicio usati nei circuiti di accensione dei filamenti possono determinare fenomeni termici indesiderati, e sotto questo aspetto vengono considerati due casi tipici, come quelli relativi ai circuiti che qui produciamo.

Naturalmente, qualche lettore potrà giudicare in un certo senso anacronistico l'articolo da noi recensito, in quanto è riferito prevalentemente ai circuiti impieganti valvole termoioniche: tuttavia, si tenga presente che — nonostante l'enorme sviluppo delle applicazioni dei semiconduttori, constatato universalmente in questi ultimi anni — esistono in commercio ancora numerosissime apparecchiature impieganti valvole termoioniche, ed esistono ancora case costruttrici che ne fanno impiego per la realizzazione di apparecchiature moderne. Oltre a ciò, nei televisori di tipo commerciale, anche se funzionanti prevalentemente a transistor, numerosi esemplari fanno ancora uso di valvole finali per la deflessione orizzontale, ed a volte anche per lo stadio finale video e per la sezione finale di deflessione verticale.

Per concludere, la nota può quindi essere interessante sia per i tecnici progettisti, sia per i tecnici riparatori, soprattutto in quei casi particolari nei quali si riscontrano

difetti dovuti ad una eccessiva produzione di calore.

CRITERI TERMICI DI PROGETTO PER I CIRCUITI IBRIDI IN MICROELETTRONICA

(Da « Microelectronics » - Marzo 1969)

Uno dei fattori chiave nella progettazione di circuiti nel campo della microelettronica è la dissipazione del calore. In passato, i tecnici progettisti non dovevano affrontare i problemi relativi alla dissipazione del calore, grazie alle maggiori dimensioni delle apparecchiature elettroniche, alle masse in gioco di entità assai più considerevole, e grazie alla maggiore quantità di spazio disponibile sui telai recanti i diversi componenti.

Con l'avvento della miniaturizzazione, la dissipazione del calore ha assunto invece un'importanza talmente rilevante, da dare luogo ad una vera e propria tecnica di studio, atta a risolvere tutti i problemi che possono presentarsi sotto questo particolare punto di vista.

La nota considera innanzitutto i fattori relativi alla sensibilità delle resistenze al variare della temperatura, e fornisce alcuni ragguagli relativi ai calcoli che vengono normalmente eseguiti per evitare che la stabilità di funzionamento di apparecchiature di vario tipo venga compromessa dalle variazioni termiche inevitabili.

Altre considerazioni vengono fatte nei confronti delle dimensioni dei componenti e della qualità dei materiali adottati, nonché agli effetti delle tecniche di montaggio

dei componenti sui supporti realizzati con vari tipi di materiale di attuale impiego in numerose industrie.

GLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

(Da « Wireless World » - Aprile 1969)

Le tecniche degli amplificatori operazionali sono in continuo sviluppo, e questo è il motivo principale per il quale numerose riviste ne descrivono i principi di funzionamento e le applicazioni principali.

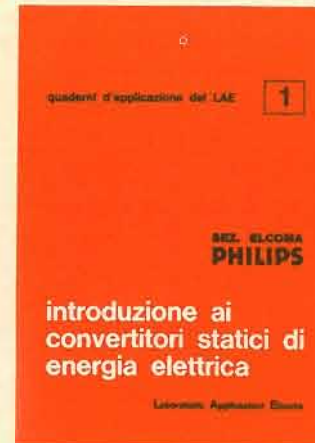
Consocia tuttavia del fatto che esistono ancora molti tecnici che sono completamente a digiuno su questo argomento di grande attualità, la rivista inglese ha pubblicato una serie di articoli, di cui quello al quale ci riferiamo costituisce appunto la terza parte. In questa serie di articoli vengono enunciate i principi fondamentali sui quali si basa il funzionamento degli amplificatori operazionali, e nelle puntate successive vengono descritti alcuni tipi di produzione commerciale, e ne vengono chiarite le caratteristiche di funzionamento e le possibilità di impiego. In particolare, nella nota alla quale ci riferiamo vengono descritti i circuiti amplificatori di inversione, i dispositivi di amplificazione senza inversione, e gli amplificatori adatti ad estendere le portate di amplificatori operazionali già esistenti.

Si tratta quindi di un breve corso di aggiornamento, di cui consigliamo la lettura a chiunque — beninteso conoscendo la lingua inglese — desideri introdursi documentarsi o aggiornarsi in questo particolare campo della tecnica elettronica.

PHILIPS

Sez. ELCOMA

QUADERNI DI APPLICAZIONE ELCOMA



Introduzione ai convertitori statici di energia elettrica
(A. Bolzani, O. Brugnani, P. Pennati)

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



Introduzione alla tecnica operativa
(C. Bottazzi)

È rivolta principalmente a coloro che si occupano di controlli e di regolazioni elettroniche. Questi tecnici avranno avuto modo di constatare che la miniaturizzazione dei circuiti e la diminuzione costante del costo delle loro parti componenti sono state le premesse indispensabili per l'applicazione generalizzata di tecniche molto avanzate e fino a qualche tempo fa utilizzate solo sui calcolatori numerici ed analogici. Il contenuto di questa pubblicazione è limitato alle tecniche analogiche ed alle moderne unità operazionali con le quali si realizzano queste tecniche.



Prospettive sui controlli elettronici
(G. Andreini)

Dà un quadro dei principi, delle tecniche e delle tecnologie oggi disponibili per la progettazione e la realizzazione di circuiti, apparecchiature ed impianti elettronici industriali. A tal fine nella prima parte viene richiamata la teoria classica della regolazione automatica lineare. Segue quindi nella seconda parte un'introduzione ai sistemi non lineari, dove vengono considerate sia le non linearità accidentali che quelle intenzionali, con un cenno ai sistemi di regolazione adattativi. La terza parte espone i fondamenti della tecnica operativa, mettendo in rilievo i pregi della tecnica analogica per la realizzazione di sistemi di piccola e media dimensione. La quarta parte infine presenta i circuiti integrati come il più potente mezzo mai messo a disposizione dalla tecnologia elettronica.



Introduzione all'impiego dei magneti permanenti
(G. Pellizzer)

Si propone di chiarire il modo ottimale di utilizzazione dei magneti permanenti nelle più importanti applicazioni attuali. A tale scopo vengono dapprima illustrati i principi teorici del fenomeno magnetico, indi si passa ad una rassegna dei principali metodi di magnetizzazione, smagnetizzazione e taratura, per giungere infine alle applicazioni particolari. Queste applicazioni rispecchiano l'attività svolta nel settore materiali del LAE - Laboratorio Applicazioni Elcoma della Philips S.p.A.

I quaderni di applicazione sono in vendita al prezzo di L. 2.000 cadauno e possono essere richiesti alla "Biblioteca Tecnica Philips" Piazza IV Novembre, 3 20124 Milano

PHILIPS S.p.A. - SEZ. ELCOMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

L'applicazione pratica della riforma tributaria

È dinanzi alla Camera dei Deputati, che alla ripresa autunnale dei suoi lavori ne ha iniziato l'esame, il disegno di legge presentato dal precedente Governo per la riforma tributaria.

I principi a cui si informa questo disegno di legge e i fini che si prefigge erano già noti da tempo. Di massima essi possono essere condivisi, tanto che in questo senso si espresse il Consiglio Generale della nostra Confederazione sino dall'ormai lontano novembre del 1967. Ora, però, che dalle enunciazioni teoriche si sta passando all'attuazione pratica, è necessaria una critica costruttiva.

In senso pratico, il problema che maggiormente preoccupa è quello della fase di transizione tra il vecchio e il nuovo sistema, ed è problema che si presenta, in un certo senso, come un circolo vizioso: per dare al carico della futura imposizione diretta una entità sopportabile e quindi per stabilire delle aliquote giuste, bisognerebbe che il Fisco avesse precedentemente raggiunto una conoscenza assai prossima al vero dei redditi imponibili, conoscenza che attualmente non possiede, e che potrà acquisire attraverso l'introduzione del nuovo sistema di imposizione indiretta, basato essenzialmente sull'I.V.A.; ma la introduzione della I.V.A. incontra ostacoli pressoché insuperabili, col pericolo di evasioni enormi, se non si ridimensionano le attuali, assurde aliquote delle imposte dirette, per le evidenti ripercussio-

ni che l'accertamento del giro di affari attraverso l'I.V.A. ha sulle varie imposte dirette a cui oggi il contribuente è soggetto. Per uscire da questo circolo vizioso non si vede altra soluzione che quella di stabilire, dal momento in cui avrà inizio l'applicazione della riforma, un periodo transitorio di relativa stabilità degli imponibili delle imposte dirette, in modo da mettere i contribuenti al riparo da aggravii eccessivi e di permettere all'Amministrazione finanziaria di acquisire, attraverso la fatturazione, quella conoscenza degli imponibili reali, ad ogni livello, che è indispensabile per determinare consapevolmente le aliquote delle nuove imposte dirette.

Altro importantissimo problema emerge dalla trasformazione dell'I.G.E. nell'imposta sul valore aggiunto, particolarmente per quanto riguarda il campo di applicazione di quest'ultima imposta.

L'applicazione dell'I.V.A., così come è prevista dal disegno di legge-delega, collegata anche col sistema di imposta integrativa sui consumi (I.C.O.), non può che destare serie perplessità per il gravoso onere fiscale che verrà ad incidere sul passaggio grossista-dettagliante.

Gravare — infatti — il passaggio grossista-dettagliante di un onere complessivo che, tra I.V.A. ed I.C.O., può essere per alcuni prodotti e servizi di oltre il 20 % e raggiungere addirittura il 30 %, potrebbe avere come conseguenza la scompar-

sa delle aziende più fiscalmente corrette ed il fallimento stesso della riforma.

Non è questa la sede per entrare nei dettagli tecnici, ma si deve tener presente il pericolo derivante dalla applicazione di siffatte elevate aliquote, mentre fino a poco tempo fa, la stessa amministrazione sosteneva che soltanto aliquote moderate potevano assicurare il successo della riforma: l'abbandono di questo principio porta ad un grave pericolo costituito dall'incentivo alle evasioni.

Nell'interesse sia dell'Erario che degli operatori si deve fare il possibile per evitare che ciò si verifichi.

Così pure si deve convenire in teoria con i principi stabiliti dalla Comunità Economica Europea espressi nelle direttive sulla istituzione dell'I.V.A. ed il suo campo di applicazione. Ma tali principi allo stato attuale sono praticamente inattuabili e necessitano di adattamenti e revisioni affinché siano traducibili in pratica.

Non si vuole con ciò respingere per il settore commerciale ogni innovazione tendente a modernizzare e semplificare anche la materia tributaria. Al mantenimento, però, degli impegni comunitari, non si deve pervenire sacrificando determinate categorie.

Finalmente, non vale a mitigare la gravosità delle aliquote ora previste il disposto del disegno di legge-delega il quale prevede che le medesime aliquote potranno essere modificate nel caso che la imposizione risultasse superiore a quella attuale. La Confcommercio intende operare preventivamente in modo da respingere ogni forma di esperimenti che già in sede di disegno di legge si presentano dannosi, essendo necessario cercare di evitare le incognite e di applicare con ponderatezza le nuove imposte al fine di scongiurare oltretutto pericolosi mutamenti nel livello dei prezzi, che non potrebbero più essere corretti neanche con l'eventuale riduzione delle aliquote.

IL RINCARO DEI PREZZI

Si stanno sviluppando nel mondo occidentale delle preoccupanti tendenze inflazionistiche, la cui origine va ricercata probabilmente negli squilibri e nelle tensioni interne della gigantesca economia americana.

I prezzi delle merci, tanto all'ingrosso quanto al consumo, sono in aumento quasi dovunque, come chiaramente dimostra la tabellina seguente, nella quale sono indicate le percentuali d'aumento tra l'aprile del 1968 e l'aprile del 1969 per un certo numero di paesi europei ed extra-europei:

	Ingresso	Consumo
Francia	+ 9,2	+ 6,3
Canada	+ 5,6	+ 4,5
Belgio	+ 5,2	+ 3,6
Regno Unito	+ 4,2	+ 5,6
Svezia	+ 3,5	+ 2,4
U.S.A.	+ 3,3	+ 5,5
Svizzera	+ 2,0	+ 2,4
Austria	+ 1,6	+ 3,0
Italia	+ 1,6	+ 1,7
Rep. Fed. Tedesca	+ 1,3	+ 1,2

I singoli paesi sono stati disposti in ordine decrescente rispetto all'aumento dei prezzi all'ingrosso e, come si vede, l'Italia occupa fortunatamente uno degli ultimi posti nella graduatoria. Purtroppo, però, considerando un periodo più breve e più recente, la tendenza all'aumento si inasprisce sensibilmente anche nel nostro paese, che da gennaio a maggio di quest'anno registra un aumento medio annuo del 5,3% per i prezzi all'ingrosso (contro lo 0,1% in tutto il 1968) ed un aumento, sempre in ragione d'anno del 3,6% per i prezzi al minuto (a fronte di un 1% per l'anno precedente).

Volendo avere per l'Italia una idea più precisa dell'andamento dei prezzi al consumo rispetto all'andamento dei prezzi all'ingrosso, conviene confrontare indici più omogenei e cioè, per l'ingrosso, l'indice dei prezzi dei beni destinati al consumo finale, e, per il consumo, l'indice dei prezzi dei prodotti. Si vede allora che negli ultimi dodici mesi, da maggio 1968 a maggio 1969, l'ingrosso è aumentato del 2,73% (da 99 a 101,7) e il dettaglio dell'1,56% (da 102,6 a 104,2). Per i generi alimentari l'aumento dei prezzi all'ingrosso è stato del 3,85% (da 98,8 a 102,6) contro un aumento del 2,05% al dettaglio (da 102,2 a 104,3).

La famigerata « forbice » non si è dunque allargata, ma si è ristretta, nonostante il più che proporzionale aumento del prezzo dei servizi, che il commerciante consuma nell'assolvimento della funzione distributiva (energia elettrica, trasporti, comunicazioni, ecc.).

Non è nostro proposito soffermarci in questa sede sulle cause del rincaro dei prezzi, né sui rimedi che potrebbero essere escogitati per porvi riparo, bastandoci ammonire che ci si guardi bene dal ripetere errori antichi ed anche recenti, in conseguenza dei quali ai danni dell'inflazione vanno a sommarsi quelli della deflazione. Ci preme, invece, mettere in guardia contro gli immancabili tentativi di fare del commercio la « testa di turco », cogliendo magari l'occasione per reiterare le non disinteressate accuse di arretratezza e di inefficienza a carico delle aziende di distribuzione tradizionali, che sono ancora nel nostro paese la massima parte.

Per convincerci che la struttura dell'ap-

parato distributivo ha ben poco a che fare con i rincari dei prezzi (e sia chiaro che con ciò non intendiamo affatto prendere le difese dell'arretratezza e della inefficienza, là dove queste si manifestano) non si ha che da dare una scorsa alla tabellina seguente, dalla quale risultano gli aumenti verificatisi nei prezzi al consumo in un lungo corso di anni (dal 1963 al 1969) per gli stessi paesi prima elencati:

**Indici dei prezzi al consumo
del marzo 1969
(base 1963 = 100)**

Francia	123
Canada	121
Belgio	123
Regno Unito	127
Svezia	126
U.S.A.	119
Svizzera	121
Austria	122
Italia	121
Rep. Fed. Tedesca	116

In tutti questi paesi la cosiddetta « grande distribuzione » ha raggiunto, per unanime riconoscimento, e come tante volte viene ricordato dagli interessati, quote di partecipazione al volume totale delle vendite molto più elevate che in Italia. Ebbene, ciò non toglie che, rispetto al 1963, i prezzi al consumo siano aumentati in Italia **meno** che in cinque degli altri nove paesi considerati (Francia, Belgio, Regno Unito, Svezia, Austria) e **non più** che in altri due (Canada e Svizzera). Gli aumenti risultano percentualmente minori solo nella Rep. Fed. Tedesca e negli U.S.A.

Tenuto conto, però, che tutti i paesi nei quali il rincaro dei prezzi al minuto è stato maggiore o uguale a quello verificatosi da noi presentano una struttura commerciale che comunemente si ritiene più progredita della nostra, bisogna concludere che senza dubbio è necessario adoperarsi per migliorare la struttura del commercio italiano (e la Confederazione Generale Italiana del Commercio sta facendo in questo senso tutto ciò che è ragionevolmente possibile) ma che non è lecito confondere le riforme strutturali col rincaro dei prezzi e con ciò prendere in giro i consumatori...

TC-120

新力牌

SONY®

**REGISTRATORE A CASSETTA
PORTATILE CON STABILIZZATORE
INCORPORATO**

La Sony è lieta di presentare questo registratore di qualità professionale che incorpora, per la prima volta, un sistema stabilizzatore della qualità di suono.

Inoltre il TC-120 è fornito di un microfono a condensatore, di eccellente qualità, che evita di collegare un microfono esterno.

Fra le molteplici altre caratteristiche è da notare il sistema SONY-O-MATIC, che consiste in un sistema di regolazione interamente automatico del livello di registrazione, e un dispositivo avvisatore di fine nastro. Assolutamente incomparabile, il TC-120 fornisce un suono eccitante assicurato, in ogni momento, dalla potenza d'uscita di 1,5 W.

Di facile impiego, oltre che di qualità professionale, il TC-120 può essere alimentato sia in corrente continua che in corrente alternata. Questo registratore a cassetta è particolarmente apprezzato dalle persone attive, perchè il SONY TC-120 cammina al passo con la velocità della nostra epoca.



CARATTERISTICHE TECNICHE

• Due tracce • Adatto per cassette C 60 - C 90 - C 120 • Ingressi per microfono, telecomando e ausiliario • Altoparlante dinamico 7 x 10 cm • Velocità: 4,8 cm/s • Potenza di uscita 1,5 W • Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile da 1,5 V oppure 100 - 110 - 120 - 220 - 240 V - 50/60 Hz • Dimensioni 252 x 63 x 147 • Peso: 2,2 kg •

Presso i laboratori dell'HIGH-KIT, è stato sottoposto ad ulteriore collaudo il temporizzatore per tergitristallo UK 705, ciò si è reso necessario in quanto per alcuni tipi di tergitristallo il tempo di chiusura del relé risultava troppo breve e di conseguenza insufficiente a far compiere un giro completo alle spazzole. Nel corso dell'esame è risultato che il piccolo inconveniente, nel caso si verificasse, è facilmente eliminabile sostituendo la resistenza R2 da 3,9 Kr con un'altra resistenza del valore di 4,7 Kr (G.B.C. DR/0190-27) oppure di 5,6 Kr (G.B.C. DR/0190-31) o comunque di valore non superiore a 10 Kr.

In piena espansione l'attività Fiat. E' di questi giorni la notizia che la Casa torinese si è inserita, con una partecipazione azionaria, nella Società Telettra che svolge un notevole ruolo nel settore delle telecomunicazioni. La Telettra, infatti (1 miliardo e 250 milioni di capitale, sede a Milano, stabilimento a Vimercate), ha costruito la rete televisiva irlandese e parte di quella Jugoslava. Ovviamente la partecipazione Fiat nella Telettra fa presupporre un rapido potenziamento della produttività di questa azienda e un maggiore impulso nel settore della ricerca.

La situazione economica

L'attuale situazione, economica italiana presenta aspetti così singolari e contrastanti che, secondo la diversa importanza che si attribuisce all'uno o all'altro fenomeno, possono risultarne giudizi diversi, se non addirittura opposti: come, per esempio, quando si è discusso dell'avvenire della lira dopo la svalutazione del Franco francese, e si sono trovati di fronte quelli che sostenevano che anche la Lira dovesse prima o poi svalutare, e quelli che, con ragionamenti altrettanto buoni, ne proponevano la rivalutazione...

Cerchiamo allora di fare un rapido bilancio dell'attivo e del passivo della situazione, elencando puri e semplici fatti sui quali riteniamo che tutti possano essere d'accordo.

Ecco l'attivo:

- buono l'andamento della produzione industriale, anche se non mancano problemi particolari;
- soddisfacente, dopo un inizio depresso e incerto, la produzione agricola, pur nel permanere dei gravi problemi di struttura che condizionano il settore;
- soddisfacente, l'andamento dei consumi interni;
- buono, si preannuncia, il consuntivo della campagna turistica, anche se per i turisti esteri si avrà quasi certamente una diminuzione della spesa media per persona;
- ottimi i risultati della bilancia commerciale con l'estero, tanto che il sostanziale pareggio raggiunto fra im-

portazioni ed esportazioni può ritenersi non del tutto conforme nel lungo periodo all'interesse di fondo della nostra economia;

- soddisfacente l'andamento delle partite invisibili con l'estero;
- soddisfacente l'occupazione, pur permanendo, o essendosi di poco attenuati, i fenomeni di disoccupazione e sottoccupazione dipendenti da situazioni strutturali in via di lento e contrastato superamento.

A tali elementi, si contrappongono negativamente:

- un esodo molto forte di capitali all'estero, che ha dato luogo per la nostra bilancia valutaria, nonostante i risultati brillanti di quella commerciale, ad un notevole deficit;
- una lievitazione, dopo una lunga stasi, degli indici dei prezzi (soprattutto di quelli all'ingrosso), determinata da un andamento sfavorevole delle produzioni agricole primaverili, limitatamente agli ortofrutticoli, da un aumento dei costi per la produzione in generale, ma soprattutto da un allineamento ai prezzi dei principali mercati internazionali, da tempo in forte aumento;
- un'atonìa, ormai cronica, del mercato finanziario, dovuta alle forti emissioni di titoli a reddito fisso, soprattutto pubblici, e alla mancanza di adeguati provvedimenti;
- un indebitamento in forte ascesa dello Stato e degli altri enti pubblici;

CHEMTRONICS



TROL AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00
g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00
g 227 LC/0500-00
g 454 LC/0510-00

CONTACT KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori, relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO-ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

g 227 LC/0820-00

— l'incognita dell'imminente rinnovo di parecchi importanti contratti sindacali, che potrebbe dar luogo sia a gravi agitazioni sociali, sia a un forte aumento del costo del lavoro.

Ritornando al dilemma accennato in principio, la tesi della rivalutazione della lira ha perduto terreno in questi ultimi tempi, dopo che la bilancia valutaria per l'esodo dei capitali è divenuta passiva e dopo che gli indici dei prezzi hanno ricominciato a salire; si è ricominciato, invece, a parlare con maggiore frequenza di svalutazione, non tanto come di un evento probabile, ma piuttosto come di un lontano pericolo all'orizzonte, che però deve essere scongiurato con opportuni e tempestivi rimedi. In questa prospettiva, è soprattutto l'andamento dei prezzi che desta le maggiori preoccupazioni, tanto da indurre alcuni critici ad invocare provvedimenti deflazionistici non ben precisati, che però, di qualunque natura fossero, non potrebbero non avere un effetto frenante sullo sviluppo della nostra economia.

È evidente che l'andamento congiunturale non può non essere attentamente seguito, soprattutto allo scopo di contrastare prontamente l'eventuale insorgere di ten-

denze speculative al livello delle imprese o di comportamenti irreflessivi al livello dei consumatori. Ma qualsiasi intervento che avesse il fine o l'effetto di mortificare lo slancio produttivo sarebbe il rimedio peggiore, proprio a motivo di quei caratteri peculiari della nostra economia che, per certi aspetti, ancora la differenziano sostanzialmente dall'economia degli altri paesi industrializzati del mondo occidentale: basti ricordare la riserve di sviluppi che ancora purtroppo esistono nel Mezzogiorno, la non ancora raggiunta piena occupazione, l'insufficiente qualificazione professionale di larghi settori della mano d'opera, il divario tecnologico.

Insomma, il Paese lavora e ha voglia di continuare a lavorare per vivere il meglio possibile. Non frustriamo questa volontà sostanzialmente sana, che è la più valida garanzia del nostro avvenire e la base della fiducia che l'economia italiana riscuote nel mondo, ad onta delle sue deficienze e dei tanti problemi ancora insoluti.

Se è certo deplorabilissimo chi, nei momenti difficili, cerca a tutti i costi di creare disordine, può essere non meno dannoso chi agita lo spauracchio di imminente pericoli.

ISTITUTO di TECNICA ELETTRONICA

"G. MARCONI"

SCUOLA MEDIA DI SPECIALIZZAZIONE

COMUNICATO

Con attuazione completa nel periodo di tre mesi viene svolto un CORSO per corrispondenza sulla tecnica della

TELEVISIONE A COLORI

Per poter usufruire del Corso è necessaria l'iscrizione con apposito modulo che viene inviato a semplice richiesta; unire solamente lit. 100 in francobolli per rimborso spese postali. La domanda del modulo non comporta impegno alcuno. Indirizzare la richiesta come segue:

Segreteria dello

ISTITUTO di TECNICA ELETTRONICA "G. MARCONI" - Sez. S - Corso Porta Nuova, 34 - 20121 MILANO

Basi tecniche dei sistemi europei, analisi dettagliata di un ricevitore a colori del tipo più moderno (transistorizzato), il decodificatore, il tubo a maschera, alimentazione, forme d'onda, equipaggiamento e procedure di misura, ricerca dei guasti, circuiti tipici, ecc.

È un corso svolto per i tecnici e gli studiosi che nei prossimi mesi intendono dedicarsi alla manutenzione ed al servizio dei televisori a colori; è valido indipendentemente dal sistema che sarà adottato in Italia.

Assistenza individuale durante il Corso. Domande di controllo per ciascuna lezione. Risposte con correzioni per ciascun allievo. Rilascio di Certificato.

Quota di Iscrizione e tassa per l'intero Corso (comprese le dispense): lit. 16.000. Nessun'altra spesa. Pagamento frazionabile.

Plas-T-Pair



Il Plas-T-Pair è un prodotto ideale per riparare o incollare qualsiasi tipo di materiale, specialmente gli oggetti in plastica. Esso è utile non solo ai radioriparatori, ma a tutti i tecnici.

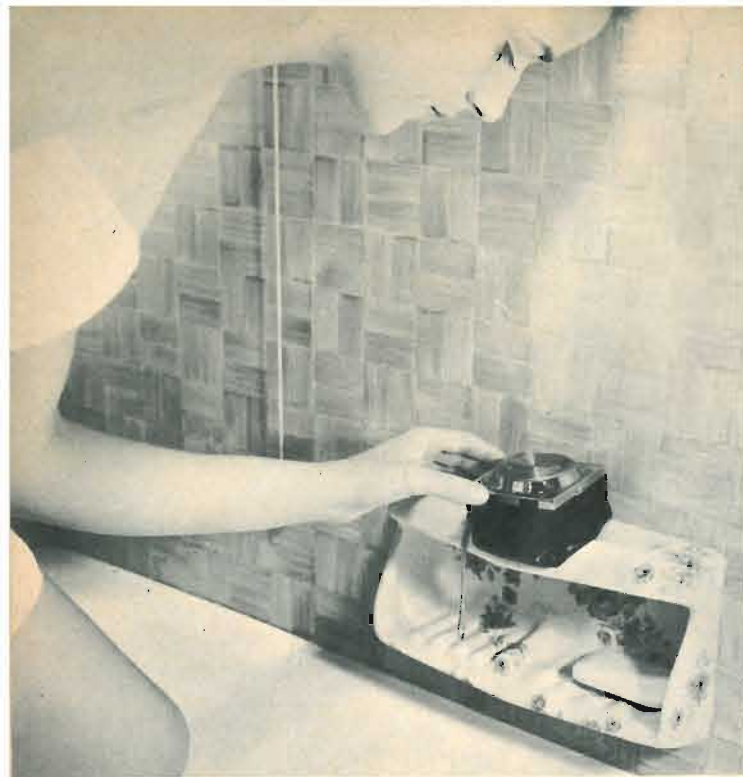
Alla statuina che qui abbiamo riprodotta è stata ricostruita la parte racchiusa nel cerchio.

L'uso di questo prodotto lo potrete chiaramente apprendere nell'articolo apparso nel n° 4 1967 di «Sperimentare».

La confezione del Plas-T-Pair la potrete reperire presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.



LC/1700-00



**RADIORICEVITORE
G.B.C.
ONIX AR/34**

**SON
DOVE TU
MI VUOI**

Non c'è che dire. L'apparecchio radio non ha smentito la legge della sopravvivenza. Legge che sembra contraria ad ogni logica.

Quando apparve la televisione non vi fu persona equilibrata alla quale non parve che l'epoca della radio si trovasse di botto ad oltre mezza strada sul viale del tramonto. Invece, da allora, sono apparsi migliaia di nuovi modelli. Per nuovi, naturalmente, s'intendono quelli che hanno mostrato dei perfezionamenti rispetto ai precedenti. L'avvento dei transistor, poi, ha fatto cose strabilianti nel clan delle radio le quali trovarono via libera per proliferare forme, dimensioni e prestazioni insospettite. Sempre accolte con favore.

E' così che, di miglioramento in miglioramento, siamo giunti alla radio che si posa dovunque con la morbidezza di un cuscino, che occupa poco spazio e che si mostra esteticamente gradevole in qualunque punto.

L'uso della radio, sembra un paradosso, è aumentato con l'avvento del televisore. E si, perchè durante il giorno un po' di musica, un raccontino, e altre infinite cose che la radio sa offrire fanno veramente compagnia.

Quante volte, specialmente a voi donne di casa, spiace passare da una stanza all'altra perchè il programma in onda sta allietando i vostri lavori casalinghi. Ci sono le radioline portatili, e va bene. Ma poichè, da brave donne di casa, non fate nulla che non soddisfi insieme il piacere e l'estetica, o almeno l'ordine, vi trovate sempre a risolvere il problemino che si presenta così: — Bé, ora che l'ho portata qui la radio, dove l'appoggio?

Problema risolto dalla G.B.C. con un apparecchio che non solo trova il punto d'appoggio dovunque, ma dovunque sia, ci fa una magnifica figura.

Provate: mettetelo sul bracciolo di una poltrona, su un tavolino, sulla macchina da cucire, sul comodino, in cucina, in salotto, dove volete. Ci si adagia con la grazia di un piumino, e non cade nemmeno se dondolate ciò che lo sostiene. Per assurdo, potreste metterlo distratamente sulla groppa del gatto acciambellato e lì rimarrebbe, in virtù della sua base di appoggio che ha la stessa morbidezza del gatto che fa le fusa. Poi vi accorgete che dovunque abbiate collocato la vostra radio, ci sta a pennello. Si direbbe che la sua forma « contiene » la virtù di apparire bella in ogni luogo. E se poi la mettete in un punto che si trova fuori dalle linee di armonia simmetrica o estetica, la sua presenza diventa ancor più piacevole perchè rappresenta quel pizzico appena dosato di fantasia che fa tono.

Nessuno vi vieta infine di portarvela quando uscite con la vostra macchina, se non avete già l'autoradio. Mettetela sul cruscotto o dove volete, poi fate tutte le curve del mondo, e non si sposterà di un centimetro.

Nella moltitudine degli apparecchi, questa radio che vi abbiamo descritto possiede la virtù di essere « nuova », oltre alla virtù, largamente apprezzata, di essere accessibile a tutte le borse.



**BASF
G.B.C.
HITACHI
PAROS
PHILIPS
SCOTCH**



c 60

Numero di codice	Marca
SS/0700-06	Basf
SS/0700-10	G.B.C.
SS/0700-14	Hitachi
SS/0700-16	Paros
SS/0700-04	Philips
SS/0700-08	Scotch

c 90

Numero di codice	Marca
SS/0701-06	Basf
SS/0701-08	G.B.C.
SS/0701-12	Hitachi
SS/0701-14	Paros
SS/0701-04	Philips
SS/0701-02	Scotch

c 120

Numero di codice	Marca
SS/0702-02	Basf
SS/0702-00	G.B.C.
SS/0702-08	Hitachi
SS/0702-10	Paros
SS/0702-04	Philips
SS/0702-06	Scotch

**cassette
con nastri
magnetici**

In confezione speciale, originale, sigillata e garantita.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



FAVOLETTA

Per Natale, raccontiamo una vecchia favola. C'era una volta un principe trasformato in ranocchione da una fata cattiva. Ma una fanciulla buona e povera, visto il ranocchione in uno stagno, ebbe pietà di lui per la sua triste condizione. Lo baciò, senza sapere che baciava un principe, e subito l'incantesimo fu rotto. Il ranocchione tornò principe e sposò la fanciulla buona e povera, che divenne principessa. La favola è finita. A noi l'hanno raccontata i nonni la sera a veglia facendola durare un'ora. I nostri nipotini l'ascoltano incisa sui dischi o sui nastri in cassette, con dovizia di sottofondi e intermezzi musicali. E così la fantasia si libra ora come si è sempre librata sulle ali del sentimento poiché tutto è contenuto nella favola: amore, bontà, giustizia.

Fantasia? noi siamo soliti dare questo nome a ciò che è fuori dalla realtà. Ma poniamoci un'altra domanda: — Che cosa è la realtà? La risposta è una sola: — La realtà è a noi ignota. Crediamo di conoscerla ma conosciamo solamente i fenomeni. Il termine fenomeno deriva dal greco « faino » che significa « mi mostro » — « apparisco » — « mi faccio vedere ».

Un fenomeno è tale, cioè si manifesta a noi, in quanto dura nel tempo ed occupa uno spazio. Ciò che dura il tempo zero ed occupa lo spazio zero non esiste.

Sappiamo dalla matematica moderna che l'universo è un continuum tetradimensionale, tuttavia non lo percepiamo se non nell'apparenza ridotta, per noi accessibile, delle tre dimensioni. Lo stesso tempo e lo stesso spazio sono delle necessità della nostra coscienza per dare forma all'universo.

Sappiamo altresì che il nostro pianeta esiste da alcuni miliardi di anni, chi dice quattro, chi cinque, chi sei, mentre l'uomo ci abita sopra da poche decine di migliaia di anni. Come ha scritto lo Zanella, siamo gli ultimi arrivati, anzi, siamo arrivati ieri sulla terra.

Ciò che a noi sembra profondità dei tempi nella storia umana non è che una lieve pellicola superficiale rispetto alla storia universale. La civiltà, poi, è appena nata: se stabiliamo come inizio i periodi indiani, i sumerici e i minoici superiamo di poco il breve mattino di diecimila anni.

Ora che abbiamo principiato la conquista dell'universo dobbiamo abituarci a spingere il pensiero, tanto nel futuro quanto nel passato, per periodi dei quali il millennio è l'unità.

Posto, quindi, che viviamo in terra da poco tempo, perciò siamo dei minorenni in lungo e in largo per non dire dei poppanti, malgrado la nostra prosopopea, come sarà l'umanità matura cioè, per esempio, fra un milione di anni? Abbiamo parlato di fantasia e di intuizione matematica: due punti forse meno lontani di quanto possiamo pensare.

La filosofia ci insegna che non esiste un mondo esterno a noi ma il nostro pensiero costruisce il mondo sulla base delle facoltà soggettive di cui disponiamo. Ora, fra un milione di anni quali facoltà avrà raggiunto la nostra evoluzione? Se l'universo tetradimensionale, cioè a quattro dimensioni, fosse in nostro dominio, potremmo vivere tutte le nostre attuali fantasie. Ma la fantasia, ora come ora, non sarà un messaggio che giunge alla superficie del pensiero dalla profondità dell'essere, quale premonizione di ciò che saremo?

Ora basta. E' Natale. Dilettiamo lo spirito in quegli scarsi momenti di pace che la nostra turbolenza veramente infantile ci concede. Auguri.

LE MACCHIE SOLARI

Si pensi quale tegola sulla testa ricevertero gli astronomi nel 1613 quando Galileo rivelò che il sole aveva delle macchie.

Per prima cosa respinsero sdegnosamente la notizia. Il sole era un corpo lucidissimo, e non era ammissibile che avesse macchie addosso.

Persino i poeti si ribellarono, essendo avvezzi a chiamare « soli » gli occhi delle donne di cui erano invaghiti. Un poeta per bene non si innamora mai meno di due o tre volte al mese, perciò gli appare quanto meno irriverente paragonare i begli occhi femminili a un astro macchiato.

Insomma le macchie solari fecero un grande scalpore. Tutti ne parlavano ma nessuno poteva sapere che mai fossero.

Lo stesso Galileo credette, erroneamente, che fossero nuvole. Ma i più spassosi furono gli astronomi francesi di quell'epoca. Visto che ormai non si poteva negare l'esistenza di tali fenomeni, dissero che erano pianeti e, per far piacere al re di Francia, li chiamarono Astri Borbonici.

Zio Ruben

PRODOTTI



ALESSANDRIA

15100
VIA DONIZETTI 41
TEL. 2543

PRODOTTI



CUNEO

12100
VIA NEGRELLI 30
TEL. 65.513

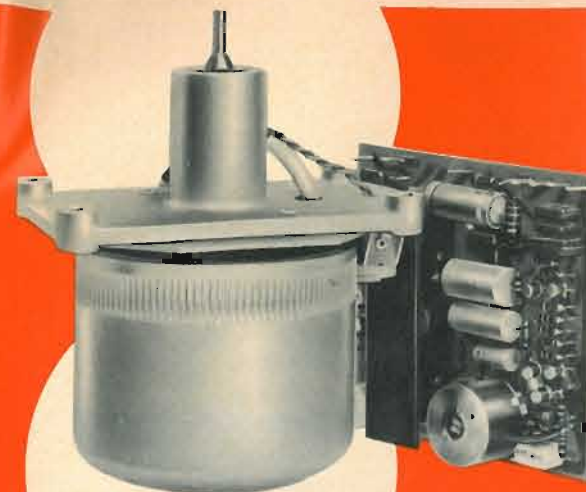
EQUIVALENZE SEMICONDUITORI

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
C 11 A	BTY 79/100 R	C 155 E	BTX 66/500 R	TT 240	BTX 46/400 R
C 11 B	BTY 79/200 R	C 180 B	BTX 46/200 R	TT 260	BTX 46/600 R
C 11 C	BTY 79/300 R	C 180 D	BTX 46/400 R	TT 280	BTX 46/800 R
C 11 D	BTY 79/400 R	C 180 M	BTX 46/600 R	5 RC 10 A	BTY 79/100 R
C 11 E	BTY 79/500 R	C 180 N	BTX 46/800 R	5 RC 20 A	BTY 79/200 R
C 11 M	BTY 79/600 R	C 180 P	BTX 46/1000R	5 RC 30 A	BTY 79/300 R
C 11 S	BTY 79/700 R	C 180 PB	BTX 46/1200R	5 RC 40 A	BTY 79/400 R
C 11 N	BTY 79/800 R	TK 110	BTY 99/100 R	5 RC 50 A	BTY 79/500 R
C 35 A	BTY 91/100 R	TK 120	BTY 99/200 R	5 RC 60 A	BTY 79/600 R
C 35 B	BTY 91/200 R	TK 130	BTY 99/300 R	13 RC 10 A	BTY 87/100 R
C 35 C	BTY 91/300 R	TK 140	BTY 99/400 R	13 RC 20 A	BTY 87/200 R
C 35 D	BTY 91/400 R	TK 150	BTY 99/500 R	13 RC 30 A	BTY 87/300 R
C 35 E	BTY 91/500 R	TK 160	BTY 99/600 R	13 RC 40 A	BTY 87/400 R
C 35 M	BTY 91/600 R	TP 1006	BTY 79/100 R	13 RC 50 A	BTY 87/500 R
C 35 S	BTY 91/700 R	TP 2006	BTY 79/200 R	13 RC 60 A	BTY 87/600 R
C 35 N	BTY 91/800 R	TP 3006	BTY 79/300 R	16 RC-10	BTY 91/100 R
C 36 A	BTY 87/100 R	TP 4006	BTY 79/400 R	16 RC 20	BTY 91/200 R
C 36 B	BTY 87/200 R	TP 5006	BTY 79/500 R	16 RC 30	BTY 91/300 R
C 36 C	BTY 87/300 R	TP 6006	BTY 79/600 R	16 RC 40	BTY 91/400 R
C 36 D	BTY 87/400 R	TP 7006	BTY 79/700 R	16 RC 50	BTY 91/500 R
C 36 E	BTY 87/500 R	TP 8006	BTY 79/800 R	16 RC 60	BTY 91/600 R
C 36 M	BTY 87/600 R	TR 1015	BTY 87/100 R	16 RC 70	BTY 91/700 R
C 36 S	BTY 87/700 R	TR 2015	BTY 87/200 R	16 RC 80	BTY 91/800 R
C 36 N	BTY 87/800 R	TR 3015	BTY 87/300 R	18 RC 10	BTX 12/100 R
C 40 A	BTX 64/100 R	TR 4015	BTY 87/400 R	18 RC 20	BTX 12/200 R
C 40 B	BTX 64/200 R	TR 5015	BTY 87/500 R	18 RC 30	BTX 12/300 R
C 40 C	BTX 64/300 R	TR 6015	BTY 87/600 R	18 RC 40	BTX 12/400 R
C 40 D	BTX 64/400 R	TR 7015	BTY 87/700 R	18 RC 50	BTX 12/500 R
C 40 E	BTX 64/500 R	TR 8015	BTY 87/800 R	18 RC 60	BTX 12/600 R
C 50 A	BTY 99/100 R	TR 1015 B	BTY 91/100 R	71 RC 10 A	BTY 99/100 R
C 50 B	BTY 99/200 R	TR 2015 B	BTY 91/200 R	71 RC 20 A	BTY 99/200 R
C 50 C	BTY 99/300 R	TR 3015 B	BTY 91/300 R	71 RC 30 A	BTY 99/300 R
C 50 D	BTY 99/400 R	TR 4015 B	BTY 91/400 R	71 RC 40 A	BTY 99/400 R
C 50 E	BTY 99/500 R	TR 5015 B	BTY 91/500 R	71 RC 50 A	BTY 99/500 R
C 50 M	BTY 99/600 R	TR 6015 B	BTY 91/600 R	71 RC 60 A	BTY 99/600 R
C 50 S	BTY 99/700 R	TR 7015 B	BTY 91/700 R	71 RC 70 A	BTY 99/700 R
C 50 N	BTY 99/800 R	TR 8015 B	BTY 91/800 R	71 RC 80 A	BTY 99/800 R
C 55 A	BTX 66/100 R	TSW 50 10 B	BTY 95/100 R	71 RE 60	BTX 38/600 R
C 55 B	BTX 66/200 R	TSW 50 20 B	BTY 95/200 R	71 RE 70	BTX 38/700 R
C 55 C	BTX 66/300 R	TSW 50 30 B	BTY 95/300 R	71 RE 80	BTX 38/800 R
C 55 D	BTX 66/400 R	TSW 50 40 B	BTY 95/400 R	151 RC 20 A	BTX 46/200 R
C 55 E	BTX 66/500 R	TSW 50 50 B	BTY 95/500 R	151 RC 40 A	BTX 46/400 R
C 141 A	BTX 64/100 R	TSW 50 60 B	BTY 95/600 R	151 RC 60 A	BTX 46/600 R
C 141 B	BTX 64/200 R	TSW 70 10 B	BTY 99/100 R	151 RC 80 A	BTX 46/800 R
C 141 C	BTX 64/300 R	TSW 70 20 B	BTY 99/200 R	218 D	BTX 46/200 R
C 141 D	BTX 64/400 R	TSW 70 30 B	BTY 99/300 R	218 H	BTX 46/400 R
C 155 A	BTX 66/100 R	TSW 70 40 B	BTY 99/400 R	218 M	BTX 46/600 R
C 155 B	BTX 66/200 R	TSW 70 50 B	BTY 99/500 R	218 S	BTX 46/800 R
C 155 C	BTX 66/300 R	TSW 70 60 B	BTY 99/600 R	218 Z	BTX 46/1000R
C 155 D	BTX 66/400 R	TT 220	BTX 46/200 R	218 ZD	BTX 46/1200R

Tipo	Corrispondente PHILIPS		Tipo	Corrispondente PHILIPS	
17 AP 4	MW 43-22	1	21 DKP 4	AW 53-89	5
17 ATP 4 A	AW 43-80	1	21 DVP 4	AW 53-80	
17 AVP 4 A	AW 43-80	1	21 DWP 4	AW 53-89	5-7
17 BP 4 A	MW 43-22	1	21 ELP 4	AW 53-80	
17 BP 4 B	MW 43-22	1	21 ENP 4	AW 53-80	
17 BTP 4	AW 43-80	1	21 EP 4 A	MW 53-22	1-3-7
17 CUP 4	AW 43-80	8	21 EP 4 B	MW 53-22	1-3-7
17 CVP 4	AW 43-80		21 ESP 4	AW 53-89	1-5
17 DJP 4	AW 43-80		21 EXP 4	AW 53-89	5-8
17 QP 4	MW 43-22	1	21 EZP 4	AW 53-89	5-8
17 UP 4 B	MW 43-22	1-7	21 FCP 4	AW 53-89	5-8
19 ACP 4	A 47-14 W	1	21 JP 4	MW 53-22	1-3
19 AHP 4	A 47-14 W	1	21 WP 4	MW 53-22	1-3
19 AJP 4	A 47-14 W	1	21 ZP 4 B	MW 53-22	1-3
19 ALP 4	A 47-14 W	1-8	23 ABP 4	A 59-15 W	8
19 AMP 4	19 CWP 4	8	23 ADP 4	23 DGP 4 A	
19 ANP 4	A 47-14 W	1	23 ALP 4	A 59-15 W	1
19 AQP 4	A 47-14 W	8	23 AMP 4	A 59-15 W	8
19 ARP 4	A 47-14 W	1	23 AQP 4	A 59-15 W	8
19 ASP 4	19 CWP 4		23 AXO 4	A 59-15 W	
19 AVP 4	A 47-14 W	1	23 AXP 4	A 59-15 W	
19 AXP 4	A 47-14 W	2	23 AYP 4	23 DGP 4 A	
19 AYP 4	A 47-14 W	2	23 BCP 4	A 59-15 W	
19 BAP 4	19 CWP 4	8	23 BEP 4	23 DGP 4 A	
19 BCP 4	19 CWP 4	8	23 BNP 4	23 DGP 4 A	
19 BEP 4	A 47-14 W		23 BRP 4	23 DGP 4 A	8
19 BHP 4	19 CWP 4	1	23 BSP 4	23 DGP 4 A	
19 BLP 4	19 CWP 4	1	23 BY 3 CS	A 59-11 W	
19 BSP 4	19 CWP 4	1	23 BYP 4	23 DGP 4 A	8
19 BVP 4	19 CWP 4	1	23 CEP 4	A 59-15 W	1
19 BWP 4	19 CWP 4	1	23 CFP 4	A 59-15 W	1
19 BY 3 CS	A 47-11 W		23 CJP 4	23 DGP 4 A	
19 CAP 4	19 CWP 4		23 CKP 4	23 DGP 4 A	
19 CEP 4	19 CWP 4	8	23 CLP 4	23 DGP 4 A	
19 CTP 4	A 47-14 W		23 CMP 4	A 59-15 W	
19 CWP 4	19 CWP 4		23 CNP 4	23 DGP 4 A	
19 CXP 4	A 47-14 W		23 CP 4	23 DGP 4 A	
19 DJP 4	A 47-14 W		23 CRP 4	23 DGP 4 A	
19 XP 4	A 47-14 W	1	23 CSP 4	23 DGP 4 A	8
19 ZP 4	19 CWP 4	1	23 CVP 4	A 59-15 W	8
21 ALP 4	AW 53-80		23 CXP 4	A 59-15 W	8
21 ARP 4	MW 53-22	1-3	23 DEP 4	A 59-11 W	
21 ATP 4	AW 53-80		23 DEP 4 A	A 59-11 W	
21 AW P4	MW 53-22	1-3	23 DFP 4	A 59-15 W	
21 CJP 4	MW 53-22		23 DGP 4 A	23 DGP 4 A	
21 CLP 4	AW 53-80		23 DHP 4	23 DGP 4 A	
21 CQP 4	AW 53-89	5	23 DJP 4	23 DGP 4 A	
21 DAP 4	AW 53-89	1-5	23 DRP 4	A 59-11 W	8
21 DJP 4	AW 53-80		23 EBP 4	A 59-15 W	
21 DK 4	AW 53-89	5	23 EJP 4	A 59-15 W	

Tipo	Corrispondente PHILIPS		Tipo	Corrispondente PHILIPS	
23 EVP 4	A 59-15 W	8	AW 43-80	AW 43-80	
23 EVP 4 B	A 59-15 W	8	AW 47-30	A 47-14 W	8
23 EXP 4	A 59-15 W	8	AW 47-90	A 47-14 W	
23 EXP 4 B	A 59-15 W	8	AW 47-91	A 47-14 W	
23 FP 4	A 59-15 W	1	AW 47-94	A 47-14 W	
23 FGP 4	A 59-11 W		AW 47-97	A 47-14 W	5
23 GLP 4 C	A 59-11 W		AW 53-80	AW 53-80	
23 HDP 4	A 59-11 W		AW 53-88	AW 53-89	5
23 HEP 4	A 59-11 W		AW 53-89	AW 53-89	5
23 KP 4	A 59-15 W	1	AW 59-90	A 59-15 W	
23 KP 4/03	A 59-15 W		AW 59-91	A 59-15 W	
23 MP 4	A 59-15 W	1-8	AW 59-94	A 59-15 W	
23 NP 4	A 59-15 W	1	AW 59-95	A 59-15 W	5-8
23 RP 4	23 DGP 4 A	8	CME 19 01	A 47-14 W	
23 SP 4	23 DGP 4 A		CME 19 02	A 47-14 W	
23 VP 4	A 59-15 W	8	CME 19 03	A 47-14 W	
25 MP 4	A 65-11 W		CME 19 06	19 CWP 4	
36 MG 4	MW 36-22	1	CME 23 01	A 59-15 W	
43 MG 4	MW 43-22	1	CME 23 02	A 59-15 W	
43 MH 4	MW 43-22	1-7	CME 23 03	A 59-15 W	
43 MK 4	MW 43-22	1	MW 36-22	MW 36-22	
42 MR 4	MW 43-22	1	MW 36-24	MW 36-22	
54 MS 4	MW 53-22	1-3	MW 43-22	MW 43-22	
54 MT 4	MW 53-22	1-6	MW 43-24	MW 43-22	
A 28-13 W	A 28-14 W		MW 43-43	MW 43-22	4
A 28-14 W	A 28-14 W		MW 53-20	MW 53-22	
A 47-11 W	A 47-11 W		MW 53-22	MW 53-22	
A 47-13 W	19 CWP 4		RT 47 T 1	19 CW P4	8
A 47-14 W	A 47-14 W		RT 47 H 4	A 47-11 W	
A 47-15 W	19 CWP 4		RT 59 T 1	23 DGP 4 A	
A 47-16 W	19 CWP 4		RT 59 H 4	A 59-11 W	
A 47-17 W	A 47-11 W		VK 432	MW 43-22	1-4
A 47-18 W	A 47-11 W		VK 541	MW 53-22	1-3-4
A 59-11 W	A 59-11 W				
A 59-12 W	A 59-11 W				
A 59-13 W	23 DGP 4 A				
A 59-14 W	23 DGP 4 A				
A 59-15 W	A 59-15 W				
A 59-16 W	23 DGP 4 A				
A 65-11 W	A 65-11 W				

PRODOTTI **BARI** 70122
 VIA PRINCIPE AMEDEO 228-230
 TEL. 237516

un punto fisso
 nello sviluppo della tecnica

REGISTRATORE
REVOX
 A77

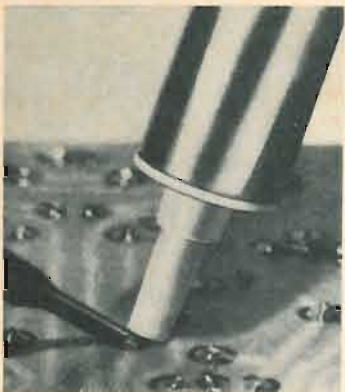
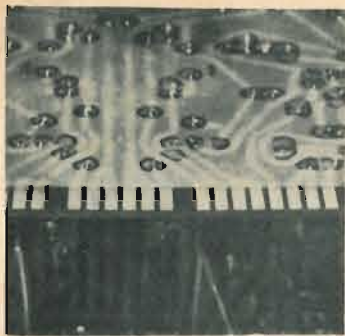
CON MOTORE-CAPSTAN REGOLATO ELETTRONICAMENTE

Il motore-capstan regolato elettronicamente è una realizzazione di avanguardia nel settore dei registratori magnetici. Il nuovo motore è più piccolo, più leggero; di minor consumo ed ha un considerevole margine di potenza. Inoltre la costanza di rotazione è completamente indipendente dalle variazioni della frequenza e della tensione di rete di alimentazione.

2 o 4 tracce • 9,5 e 19 cm/s • 3 motori • cambio elettronico di velocità • chassis pressofuso • bobine fino a 26,5 cm • circuiti elettronici interamente a transistori • 3 testine • risposta in frequenza da 30-20.000 Hz • rapporto segnale-disturbo ≥ 54 dB • alimentazione stabilizzata. Presentato e garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.



SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
 Sede, direzione generale e uffici: 20133 Milano - s.le Zavattari 12 GRUPPO-STET



ERSA

SOLDAPULLT

Il dissaldatore è un attrezzo economico e di valido aiuto per il tecnico. Esso serve a dissaldare i componenti elettronici. Costituito da una pompa aspirante con grande forza di risucchio, il dissaldatore lavora in coppia con un saldatore di bassa potenza. Per dissaldare necessita portar lo stagno al punto di fusione con la punta del saldatore, dopodichè viene risucchiato dall'attrezzo in questione mediante pistone aspirante.

ERSA - Soldapullt	LU/6115-00 - L.	9.500
Punta di ricambio	LU/6116-00 - L.	1.800
ERSA - Soldapullt Deluxe	LU/6118-00 - L.	15.800
Punta di ricambio	LU/6119-00 - L.	3.700

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

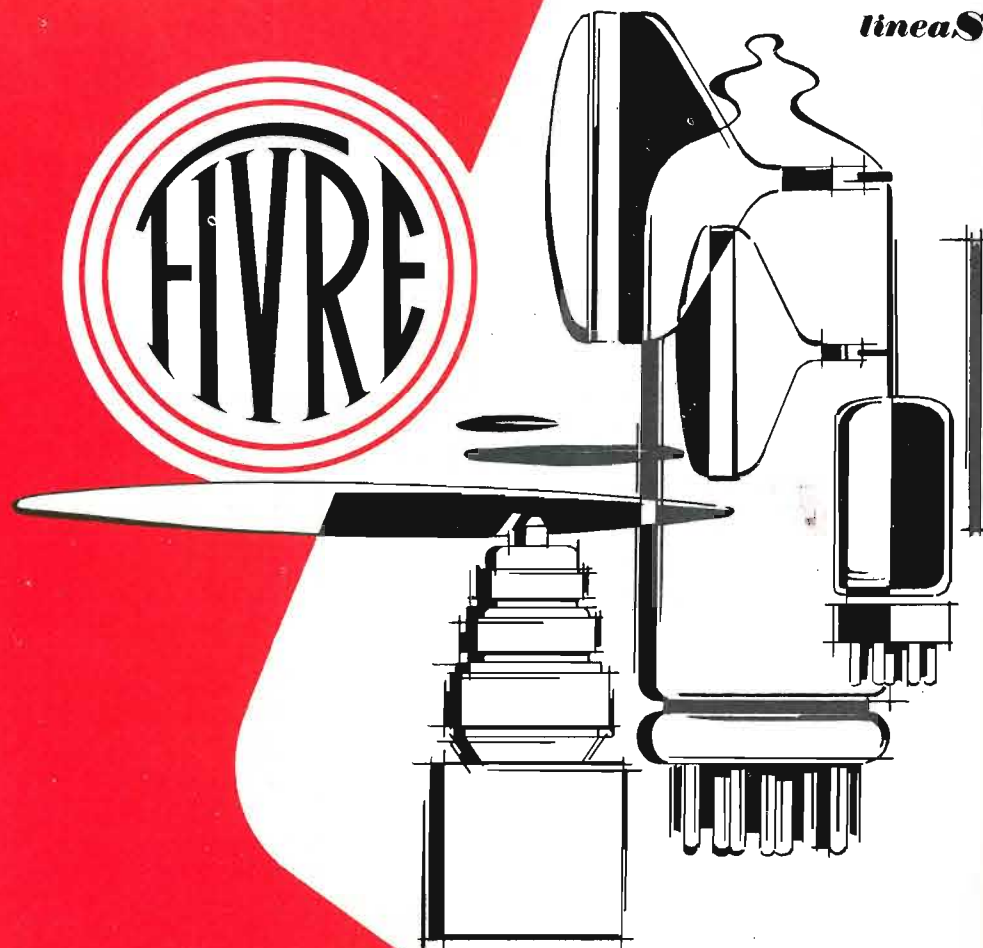
SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
ACUSTICA VACCA	1920
ATES	1839
BALCO	1840
BEYSCHLAG	1846
BRIMAR	1945
BRITISCH	1830
CASSINELLI	1845
CHEMTRONICS	1964
CHINAGLIA	1807
ELAC	1889
ERSA	1974
FACON	1949
FIVRE - 3° di copertina	1975
FRACARRO	1829
HIGH-KIT	1899
HITACHI	1936
ICE - 2° di copertina	1782-1783
IREL - 4° di copertina	1796
IST. G. MARCONI	1962
KRUNDAAL	1786
LESA	1818
PEERLESS	1917
PHILIPS	1867-1904-1905-1957
PRESTEL	1835
RCF	1941
SCUOLA RADIO ELETTRA	1856
SICTE	1798
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	1973
UNAOHM	1817

TARIFE 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'	Soi.	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

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA



VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

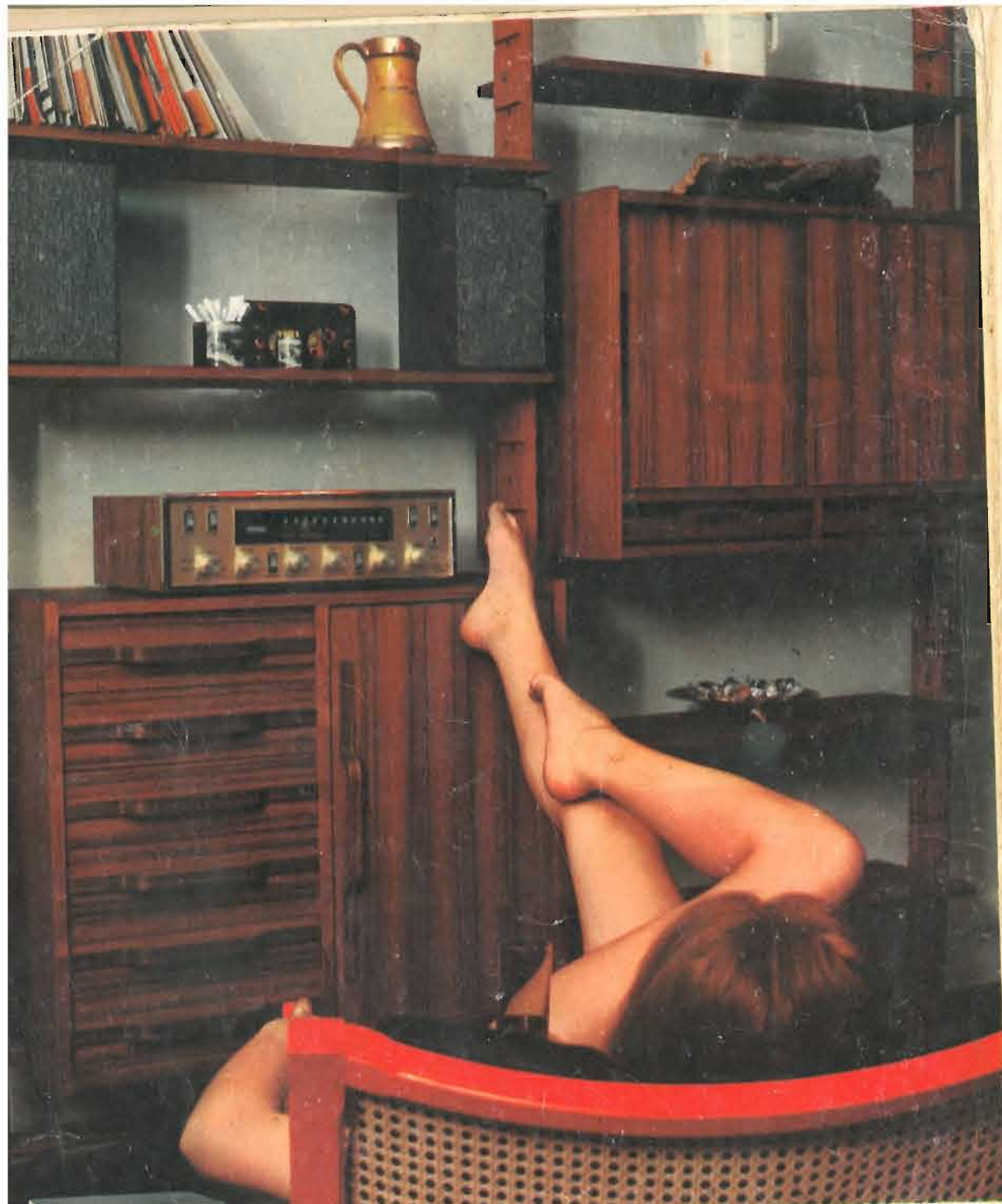
QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.

27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA



in Hi-Fi
il successo
è IREL



La IREL si afferma nel campo degli audio box. Le loro alte prestazioni sono il frutto della grande esperienza acquisita da questa industria nel campo degli altoparlanti.

"SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV" N. 12 - 1969

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

12
LIRE
400

BUON
NATALE

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



N. 12 - DICEMBRE 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70



**in Hi-Fi
il successo
è IREL**



La IREL si afferma nel campo degli audio box. Le loro alte prestazioni sono il frutto della grande esperienza acquisita da questa industria nel campo degli altoparlanti.