

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

2

LIRE
400



AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. 8g. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
JUGOSLAVIA	Dln. 725
LUSSEMB	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

N. 2 - FEBBRAIO 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70

PUNTI DI VENDITA DELLA ORGANIZZAZIONE

G.B.C.
Italiana

IN
TOSCANA



52100 - AREZZO
VIA M. DA CARAVAGGIO 10
TELEF. 30.258

50134 - FIRENZE
VIA G. MILANESI 28/30
TELEF. 486.303

57100 - LIVORNO
VIA DELLA MADONNA 48
TELEF. 31.017

51100 - PISTOIA
VIALE ADUA 132
TELEF. 21.218

55049 - VIAREGGIO
VIA ROSMINI 20
TELEF. 49.244

S O M M A R I O

In copertina		Apparecchiatura per la preparazione dei Wafer di silicio per circuiti integrati Philips.
Lettere	203	I lettori ci scrivono
Bassa frequenza	209	Amplificatori di B.F. con transistor complementari
	213	Amplificatori a transistor da 3 W
Registrazione	217	Effetti sonori e trucchi con il registratore
Strumenti e misure di laboratorio	223	Protezione degli strumenti mediante semiconduttori II parte
Elettronica Industriale	227	Circuiti di ritardo con transistor - II parte
	237	Elettronica e navigazione aerea
Televisione a colori	241	Costruiamo un televisore a colori - VII parte
	255	Le manopole in più di un televisore a colori - I parte
L'angolo del tecnico TV	263	Impianto TV centralizzato
Il riparatore	267	Guasti comuni che si possono verificare nei televisori
	273	Taratura e regolazione dei ricevitori FM - II parte
L'ABC dell'elettronica	281	Oscillatori sinusoidali - Montaggi pratici
Nuovi componenti	291	Un selettore di canali VHF-UHF tutto elettronico
Caratteristiche dei componenti	298	Le linee di ritardo in un ricevitore TV a colori
	303	Varistori - V.D.R.
Note di servizio	309	Magnetofoni Castelli - serie 4000
Alta fedeltà	327	Ascolto naturale della stereofonia
Schemi	334	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
High-Kit	341	Trasmettitore FM - Hi-Fi; UK 305
Rubriche	345	Radioamatori
	354	La scrivania dello zio
	356	Equivalenze tubi professionali Philips

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

EDITORE:

I.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. 2 - Febbraio 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. 111/70

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. 500.
anche in francobolli.

La saldatura
dei circuiti miniaturizzati
non presenta più
alcun problema

Il saldatore

ERSA minor

da 6 V - 5 W

con punta

di lunga durata

Ø 0,1 mm

ERSA

698 Wertheim/Main

N. G.B.C. LU/3500-00

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

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

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

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. FRANCESCO G. Roma
Apparecchiatura didattica per
microonde

In figura 1 riportiamo la fotografia di un BANCO PER MICROONDE il quale presenta notevole interesse sul piano didattico. Esso infatti consente di dimostrare le principali proprietà delle microonde, confrontandole con le radiazioni luminose e quindi lo riteniamo senz'altro particolarmente adatto quale accessorio per l'insegnamento professionale.

La frequenza di funzionamento dell'apparecchio è compresa tra gli 8.000 ed i 9.000 MHz e perciò è tale da ottenere delle dimostrazioni molto interessanti.

Tra le misure di maggior interesse che sono effettuabili con il suddetto apparecchio si possono citare: a) curve di direzionalità delle antenne. b) messa in evidenza del fenomeno delle onde stazionarie che si formano in una cavità elettromagnetica. c) misura dell'attenuazione prodotta dall'inserimento in un circuito di materiali diversi tra loro. d) verifica delle formule della propagazione in guida d'onda, misurando la frequenza tramite l'impiego di un frequenzimetro a cavità e la distanza tra i nodi ed i ventri dell'onda, mediante la linea fessurata.

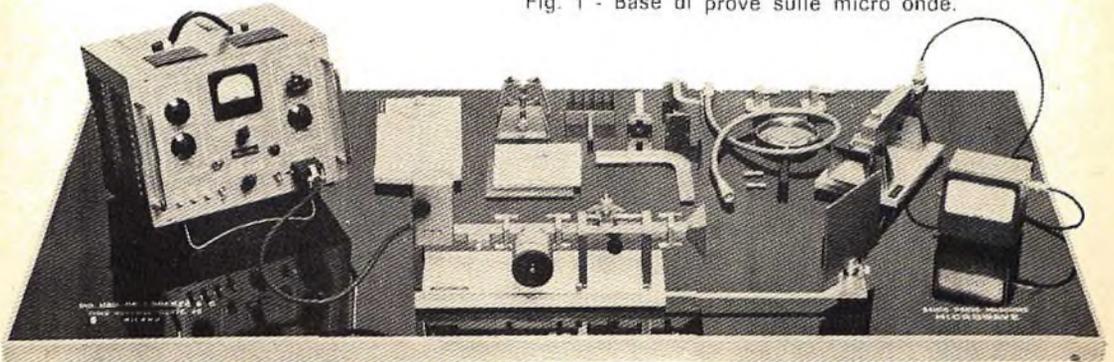
Si deve rilevare che questo banco per microonde,

conosciuto con la sigla UL221, dà la possibilità di misurare la conduzione della radiazione elettromagnetica sia in cavo coassiale sia in guida d'onda. Ciò nel campo didattico è molto importante perchè permette all'insegnante una facile connessione che lega i fenomeni di radiazione nello spazio ed i fenomeni dell'elettronica impulsiva.

Riassumendo, le principali esercitazioni, eseguibili con il banco in questione, sono le seguenti:

a) dimostrazione delle similitudini tra radiazioni luminose e microonde. Fenomeni di riflessione, trasparenza, localizzazione e polarizzazione.

Fig. 1 - Base di prove sulle micro onde.



b) dimostrazione della relazione tra frequenza, lunghezza d'onda nello spazio ed in guida d'onda.

c) studio delle caratteristiche e messa a punto di un Klystron.

d) misure del guadagno di un'antenna.

e) dimostrazione del passaggio di energia dalla guida d'onda al cavo coassiale.

f) studio delle caratteristiche degli accoppiatori direzionali.

g) determinazione del lobo di direttività in emissione di un'antenna a tromba.

h) dimostrazione della relazione che intercorre tra le perdite dovute alla propagazione e la distanza.

i) effetto dovuto ad eventuali ostacoli compresi entro l'angolo solido di trasmissione.

l) effetto Farady ferrimagnetico e sue applicazioni.

m) rotazione di Farady con il variare del campo magnetico esterno.

n) studio dei massimi e dei minimi in funzione della posizione reciproca delle lamine polarizzatrici.

Sig. LAVAGNINO G. Genova **Transistori per VHF e UHF** **e speciali microcircuiti**

Fra i transistori della SGS ai quali fa riferimento i seguenti, dei quali la frequenza indicata non sempre rappresenta il limite di impiego massimo, sono indicati per essere usati nel campo delle VHF e delle UHF:

BFW70 - 60 MHz; BFW63 - 60 MHz; BFX31 - 60 MHz; BFX18 - 60 MHz; BFX78 ad effetto di campo MOS) 100 MHz; BFX48 - 100 MHz;

BFX17 - 150 MHz; BFW69 - 175 MHz; BFW64 - 200 MHz; BFX73 - 200 MHz; BFX19 - 200 MHz; BFW78 - 200 MHz; BLY74 - 400 MHz; BFX20 - 450 MHz; BFW65 - 800 MHz; BFX21 - 800 MHz.

I seguenti tipi sono invece impiegabili in circuiti oscillanti per frequenze più elevate:

BFW73 - 2,8 GHz (1,1 W a 1 GHz); BFW73A - 2,8 GHz (2 W a 0,5 GHz e 1,1 W a 1 GHz); BFW74 - 2,8 GHz (0,9 W a 1 GHz); BFW75 - 3,6 GHz (0,25 W a 2 GHz); BFW76 - 4 GHz (0,08 W a 2 GHz); BFW76A - 4 GHz (0,1 W a 2 GHz); BFW77 - 4 GHz; BFW77A - 4,5 GHz; BFW78 - 4,5 GHz; BFW79 - 6 GHz (0,05 W a 3 GHz).

Le caratteristiche del transistor di potenza della SGS, BLY66 sono le seguenti: $I_c = 0,05$ A; $V_{ce0} = 60$ V; $V_{cb0} = 80$ V; $F_T = 100$ MHz; P_d (a 75 °C) = 21,5 W; $I_{c-opt} = 0,4$ A; $h_{fe} = 70$; $C_{ob} = 40$ pF.

Esiste una differenza essenziale tra i principi d'uso dei circuiti integrati digitali e i circuiti integrati lineari. Quasi sempre gli elementi digitali sono usati esclusivamente con altri elementi della stessa famiglia. Solo eccezionalmente si usano componenti discreti insieme a circuiti integrati digitali.

I microcircuiti di tipo lineari sono invece progettati per l'uso con componenti discreti. Salvo eccezioni, non è infatti conveniente cercare un microcircuito lineare che esplicitamente la funzione desiderata. Per esempio impiegando un amplificatore ad alto guadagno unitamente ad una appropriata rete di controeazione è possibile risolvere molti differenti problemi analogici con un solo tipo di microcircuito lineare. Questo risultato conduce ad usare su vasta scala solo pochi tipi

di microcircuiti lineari e ad ottenere vantaggi economici veramente significanti.

Nel caso di amplificatori in c.c. i circuiti integrati sono intrinsecamente dei dispositivi a bassissima deriva.

Per le stesse ragioni, quando si richiede una più elevata impedenza di uscita, maggiore escursione della tensione di uscita ecc., solitamente la migliore soluzione si ha nell'aggiungere all'amplificatore integrato stadi di uscita o di ingresso costruiti con componenti discreti.

Il costo dei microcircuiti attualmente sta scendendo rapidamente in funzione della sempre maggiore richiesta del mercato e del continuo miglioramento delle tecnologie costruttive.

Nel fare dei validi confronti di costo è perciò opportuno usare i prezzi che si riferiscono al costo dei microcircuiti al tempo in cui sono richiesti. In genere specialmente nel campo delle costruzioni in serie, l'impiego di elementi nuovi ad elevata complessità può decisamente alterare le prospettive di costo anche se all'inizio presenta inevitabilmente un aspetto sfavorevole.

Sig. MORANDI G. Milano **ed altri richiedenti**

Come abbiamo già precisato, non siamo assolutamente in grado di inviare le fotocopie degli articoli che sono stati recensiti o rielaborati sulla rivista. Per facilitare il compito dei lettori che desiderino procurarsi lo articolo originale, in genere facciamo riferimento alla pubblicazione dalla quale il materiale è stato attinto.

Per quanto concerne le descrizioni, necessariamente

sommario, pubblicate in questa rubrica, possiamo fornire le copie di certi articoli purchè ciò sia esplicitamente citato nella consulenza in questione.

Per facilitare il compito degli interessati riportiamo un elenco delle descrizioni di apparecchiature di cui possiamo fornire, dietro invio dell'importo prescritto, della fotocopia dell'articolo originale.

1") *Trasmettitore economico per i 7, 14, 21 e 28 MHz.* Inglese. Lire 2.000.

2") *Rivelatore di metalli a transistori.* Francese. Lire 1.500.

3") *Dispositivo di allarme per avvicinamento.* Francese. L. 1.500.

4") *Conta-pose elettronico e foto integratore a valvole.* Francese. L. 1.500.

5") *Contapose e temporizzatore per ingranditore fotografico a transistori.* Due descrizioni in francese. Lire 3.000.

6") *Due rice-trasmettitori in banda 27 MHz.* Francese. Lire 2.000.

7") *Organo elettronico a transistori.* 23 fogli. Inglese. Lire 4.500.

8") *Organo elettronico a transistori, 1 tastiera.* Francese. L. 2.000.

9") *Organo elettronico a transistori.* 2 tastiere. Francese. L. 2.500.

10") *Amplificatore stereo 10 + 10 W.* Francese. Lire 2.000.

11") *Amplificatore a transistori per chitarra con vibrato e riverberatore.* Francese. L. 2.500.

12") *Amplificatore per encefalogramma.* Inglese. L. 2.500.

13") *Apparecchio per la misura della frequenza cardiaca.* Francese. L. 2.500.

14") *Elettronica e cardiologia.* Francese. L. 2.000.

15") *Sistema di allarme sui respiratori automatici.* Francese. L. 2.000.

L. CAPPITELLI - Perugia Radio Trasmettenti

Vede, egregio amico, per rispondere all'argomento che lei ci ha proposto dovremmo passare l'incarico al collega compilatore delle videorisate. Infatti, la situazione è paradossalmente questa: in Italia è consentito importare e vendere al pubblico i radiotelefonni portatili, ma al pubblico è vietato usarli.

Veramente, non ci sarebbe materia per una vignetta da videorisate, ma piuttosto da videolacrime. Pensi che la multa può raggiungere 200 mila lire mentre, per chi usa i radiotelefonni in automobile, c'è la galera fino a 6 mesi.

Le Autorità si difendono asserendo che i radiotelefonni possono venire usati anche dai malintenzionati. Ma non sanno, o devono fingere di non sapere, che i malintenzionati se ne fanno un cartocchetto di codeste disposizioni restrittive come di tutte le altre, e usano in lungo e in largo a radiotelefonni come gli fa comodo. Chi viene colpito da tali norme è la maggioranza costituita dalle persone oneste e prudenti, le quali si servirebbero degli apparecchi per scopi leciti, utili o benefici od anche, non trascurabile scopo, per diletto educativo. Ma tant'è. Se si tenesse conto dei malintenzionati si dovrebbero proibire, per esempio, gli autobus perchè sugli autobus ci salgono anche i borsaioli.

Si dice: basta inoltrare la pratica e viene concessa la licenza. Provare per credere.

In USA e in Svezia esiste la libertà di uso di una banda di lunghezza d'onda di circa 27 metri per le comunicazioni private fra i cittadini chiamata, appunto, « Citizen Band ».

In Italia, e precisamente a Genova, è sorta l'Associazione Radioamatori Banda Cittadina con l'intento di premere sulle Autorità per abolire gli inutili e goffi divieti. Tutti i nostri auguri di successo.

Sigg. CELERI R. - Genova, PALADINI R. - Roma Bilanciamento canali stereofonici

In figura 2 riportiamo lo schema di un generatore di « segnale bianco », descritto sulla rivista WIRELESS WORLD del mese di Ottobre 1963, che consente di equilibrare alla perfezione la potenza sonora fornita dalle due catene di un amplificatore stereofonico.

Il principio di funzionamento è il seguente: Un « segnale bianco » è iniettato nell'uno o nell'altro dei due canali stereofonici. Il suono del canale corrispondente è ricevuto da un microfono omnidirezionale che è collegato, tramite l'intermediario di un amplificatore, ad un apparecchio di misura. Ciascuna delle due uscite dovrà essere regolata in modo da dare la stessa lettura allo strumento. Agendo inoltre sui due comandi di tonalità si potranno comparare fra di loro le risposte alle diverse frequenze tanto degli amplificatori quanto degli altoparlanti.

La scelta del rumore bianco è dovuta al fatto che impiegando una frequenza semplice si sarebbero avute delle onde stazionarie che avrebbero falsato i risultati. L'autore dell'articolo ha realizzato la sorgente di segnale bianco mediante l'impiego di una lampada al neon 3L della Hi-

vac (che potrà essere sostituita con altra similare), che può funzionare con una alimentazione a partire da 90 V in corrente continua. Dato che l'ampiezza del segnale fornito da detta lampada è piuttosto scarsa, dell'ordine di 1 mV, prima di applicarla ai due canali stereofonici è necessaria amplificarla. L'amplificatore, del quale in figura è visibile lo schema, permette di ottenere un'ampiezza di circa 50 mV.

Il potenziometro P1 consente la regolazione del livello di uscita mentre il commutatore S1 serve per la commutazione da un canale all'altro. I segnali provenienti dal microfono, dalla base del transistor T2 sono inviati, tramite uno stadio adattatore di impedenza, ad un micro-amperometro preceduto da uno stadio raddrizzatore duplicatore di tensione. Questo sistema di raddrizzamento è stato preferito in relazione al-

catori fosse alquanto diversa dal valore necessario di 9 V, misurati con strumento da 20 mila Ω/V , occorrerà portarla a tale valore agendo sulle resistenze R3 ed R9.

Fig. G. VENTURI - Roma
Generatore di segnali a frequenze bassissime

In figura 3 è indicato lo schema di un generatore sinusoidale di segnali aventi frequenza molto bassa.

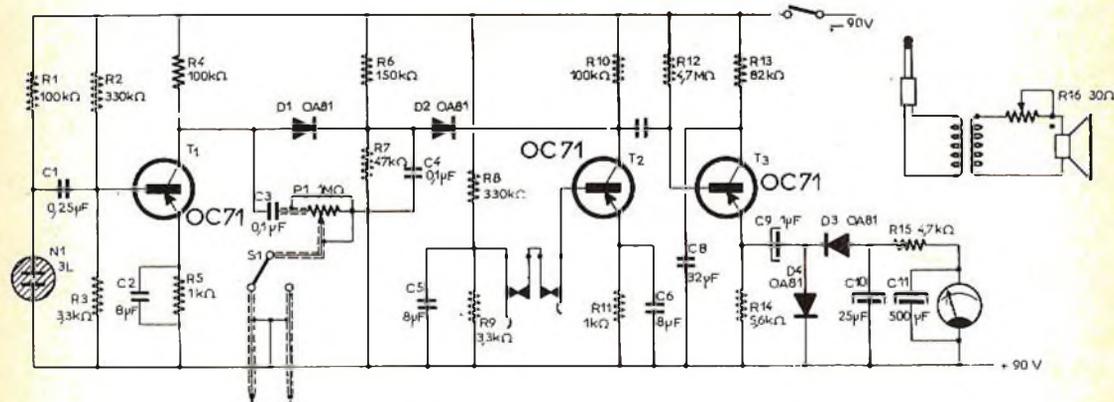


Fig. 2 - Apparecchio per il controllo del bilanciamento degli amplificatori stereofonici.

Nel realizzare l'apparecchio, essendo presente una tensione di 90 V sono state prese alcune precauzioni. E' stato infatti previsto un circuito di protezione costituita dal diodo D1 e dalle resistenze R6 e R7. La tensione all'anodo del diodo D1 risulta leggermente più debole della tensione massima emettitore-collettore ammessa per i transistori usati. Se la tensione del collettore diventa più negativa, il diodo diventa a sua volta conduttore e la tensione di collettore del transistor T1 è inviata all'entrata degli amplificatori della catena stereofonica tramite il condensatore C3.

la sua minore sensibilità alle variazioni rapide, anche se ciò rende necessario uno strumento la cui deviazione sia di 50 μA , mentre con un circuito a ponte sarebbe stato sufficiente uno strumento da 500 μA .

Come microfono è stato, impiegato un semplice altoparlante montato in una cassetta di legno. E' anche consigliabile avvolgere il tubo al neon con del caucciù, od altra materia similare, per evitare effetti microfonic. Il consumo totale dell'apparecchio è soltanto di 4 mA circa.

Qualora la tensione di collettore dei transistori ampli-

Si tratta di un normale circuito Hartley nel quale come avvolgimento è impiegato il secondario di un trasformatore di alimentazione adatto per tensioni 350-0-350 V. La derivazione centrale ha lo scopo di consentire la rialimentazione dell'emettitore.

Al primario del trasformatore può essere collegato, come è mostrato in figura, un microamperometro avente lo zero centrale e con deviazione massima di 100 μA .

Naturalmente può essere usato qualsiasi altro trasformatore di alimentazione purchè la capacità dei condensatori sia opportunamente va-

riata in relazione alla frequenza che si desidera ottenere. Nello schema illustrato in figura 3, nel quale i condensatori del circuito primario e secondario hanno rispettivamente la capacità di 1000 μ F e 150 μ F, si ottiene la frequenza di oscillazione di circa un Hertz.

La presenza dei diodi, ed una accurata regolazione della resistenza RV 3, consentono di ottenere una forma d'onda sufficientemente sinusoidale. Il valore dei componenti è indicato direttamente sullo schema. L'alimentazione sarà effettuata mediante una batteria a 4,5 V.

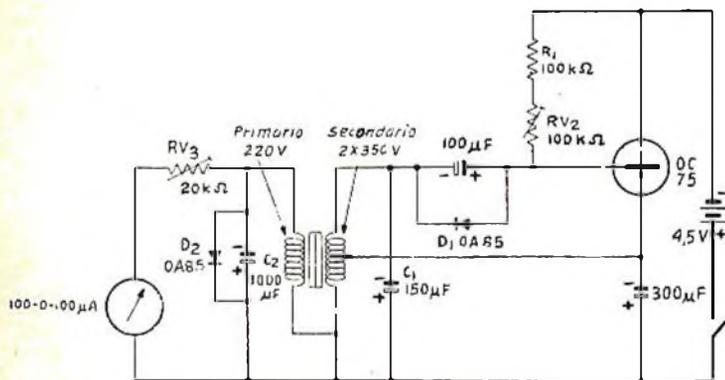


Fig. 3 - Generatore sinusoidale di frequenze molto basse (1 Hz).

UFF. RT F. COPPOLA Radiocomunicazioni

Pensiamo che Ella nei prossimi numeri troverà nella rivista tutto ciò che concerne le radiocomunicazioni e ci auspichiamo di poter apparire in tal modo il suo desiderio. Ringraziandola per la stima accordataci, le porghiamo molti auguri per i suoi lunghi viaggi in mare.

Sig. MILANI G. - Varese Anomalie in un impianto autoradio

Se, come lei afferma, la ricezione a bordo della sua

autovettura è stata fino al mese scorso esente da disturbi locali e l'anomalia, cioè i disturbi stessi, si sono manifestati soltanto in questi ultimi tempi, è evidente che l'impianto di silenziamento è stato realizzato in modo esatto e che l'inconveniente deve essere attribuito a qualche fatto che ne ha alterato la sua funzionalità.

Comunque siamo certi che attenendosi alla seguente prassi riuscirà senz'altro ad individuare l'origine dell'anomalia:

1) Controlli accuratamente che tutti gli organi di silen-

ziamento siano in perfetta efficienza e siano inseriti nel circuito in modo esatto. Non è raro il caso che un meccanico, nell'eseguire una riparazione o nell'effettuare il lavaggio del motore, abbia staccato un componente facente parte del circuito di silenziamento e lo abbia rinserto in modo errato.

2) Controlli con la massima accuratezza le prese di massa che devono essere efficienti e fare un contatto perfetto con gli organi silenziatori, cioè i condensatori. In caso di dubbio proceda alla pulizia delle parti metalliche

di contatto con della tela smeriglio.

3) Si accerti che le viti, relative a tutti i componenti che fanno parte dell'impianto elettrico, compresi quelli di filtraggio, siano ben serrate e che i fusibili facciano dei contatti ben sicuri con le loro sedi.

4) Controlli con altrettanta accuratezza tutti i contatti, di qualsiasi tipo essi siano, facenti parte dell'impianto elettrico. Un contatto apparentemente perfetto, per effetto di un processo di ossidazione non sempre facilmente visibile, può essere la origine di parassiti la cui individuazione è sempre molto difficoltosa.

5) Nelle vetture che hanno una certa anzianità di servizio, o che comunque sono state sottoposte alle intemperie, occorre controllare lo stato dei conduttori. Una deficienza dell'isolante può dare luogo a delle perdite verso massa con effetti di scintillio e relativi parassiti.

6) Controllare naturalmente anche i morsetti della batteria che devono essere ben serrati. Eventualmente pulirli accuratamente e ricoprirli con grasso adatto.

7) Si assicuri che il cofano costituisca uno schermo efficiente nei confronti dell'antenna e che non risulti dal resto della carrozzeria. In questo caso è necessario procedere a stabilire la continuità elettrica fra le due parti mediante della piattina di rame od uno spezzone di cordoncino sempre di rame.

8) Accertarsi, mediante l'ohmetro, che tutti i punti della carrozzeria risultino elettricamente a contatto fra loro ed in caso contrario provvedere alla loro continuità impiegando della trecciola di rame fissata tra i due punti più

vicini delle parti che hanno perduto il contatto.

9) In taluni casi tale procedimento deve essere esteso al radiatore e al blocco motore che devono risultare a massa.

10) Talvolta la presenza dei cavi metallici di comando dei vari organi, specialmente di quelli aggiunti in un tempo successivo all'acquisto della vettura, può rendere indispensabile la loro messa a massa. Anche in questo caso la operazione dovrà essere eseguita saldando, (o serrando con dei morsetti), su di essi una trecciola di rame di diametro piuttosto elevato, collegandola, dall'altro lato, con la massa più vicina.

Naturalmente detti controlli dovranno essere effettuati partendo dalla voce 1) per arrivare alla voce 10). Nel suo caso pensiamo che l'inconveniente sparirà dopo che avrà effettuato i controlli previsti nei primi paragrafi.

In caso di avaria dell'impianto di silenziamento o di qualche suo componente tenga presente che la G.B.C. dispone di una vasta serie di confezioni o di singoli componenti illustrati nelle pagine 996, 997 e 998 del CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI.

Sig. SINISCALCHI N. - Salerno
Ricezione di programmi svizzeri

I programmi della televisione svizzera sono trasmessi naturalmente nella banda delle onde VHF la cui propagazione è prevalentemente ottica. La loro ricezione, già piuttosto difficoltosa nelle regioni italiane circostanti il territorio svizzero, quali la Lombardia ed il Piemonte, è assolutamente da escludere per le località che siano situate nella zona del salernitano. Solo durante le particolari condi-

zioni di propagazione troposferica, che si manifestano in determinati periodi dell'anno (prevalentemente d'estate), sarebbe possibile la cosiddetta «ricezione sporadica», per quanto in questo caso il salto Svizzera-Salerno troppo breve affinché il fenomeno abbia luogo con una certa frequenza.

Migliori risultati potrebbe ottenere nella ricezione di alcune stazioni nord africane. Comunque tenga presente che da esperimenti condotti dallo scrivente in una località prossima alla sua, la ricezione è stata tale da sconsigliare l'installazione di un impianto del genere.

Più interessante potrebbe essere invece la realizzazione di un sistema di antenne che consentano di ricevere, nelle migliori condizioni possibili, sempre durante la stagione adatta, le stazioni inglesi, sovietiche, nordiche, spagnole etc.

Su questo argomento avremo occasione di intrattenerci a suo tempo nella rubrica LA RICEZIONE DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE E TV.

Sig. BALLARINI G. - Firenze
Sostituzione condensatori elettrolitici

Nel suo apparecchio elettromedicale può senz'altro sostituire i condensatori elettrolitici con altri del tipo a carta o a olio che sono in grado di sopportare delle tensioni molto superiori. Tenga però presente che in considerazione del maggiore fattore di potenza la capacità dei condensatori a carta o a olio, dovrà essere, presso a poco, la metà di quella propria dei condensatori elettrolitici.

Un elettrolitico avente la capacità di 8 μ F dovrà perciò essere sostituito con altro a carta o a olio avente la capacità di circa 4 o 5 μ F.

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
BALCO	222
BRITISH	253
CASSINELLI	271
ERREPI	333
ERSA	202
FACON	4° copertina
FIVRE	2° copertina
LESA	253
MALLORY	289
PHILIPS	249-301
PHILIPS	3° copertina
PRESTEL	358
RCF	199
SCUOLA	
RADIO ELETTRA	231
SICTE	216
SOC. IT.	
TELEC. SIEMENS	307
TES	321
TOSCANA - SEDI G.B.C.	200
TRIESTE - CONC. G.B.C.	280
UNAOHM	297

TARIFFE ESTERE

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

AMPLIFICATORI DI B. F. CON TRANSISTOR COMPLEMENTARI

**BASSA
FREQUENZA**

Si descrivono in questo articolo due circuiti amplificatori adatti a fornire una potenza d'uscita rispettivamente di 8 e di 4 W. Entrambi i circuiti sono equipaggiati con transistor complementari e quindi sono stati eliminati i trasformatori pilota e finale.

Dopo aver presentato la serie di transistor complementari adatti per l'impiego in circuiti di bassa frequenza con stadi finali di potenza limitata, si è pensato di lanciare anche dei transistor complementari adatti a fornire una potenza piuttosto elevata. È il caso dei transistor AD161/AD162; essi hanno un guadagno elevato, infatti il valore di h_{FE} va da 80 a 130 con una corrente di collettore di 0,5 A. Questi transistor possono sviluppare una potenza di uscita di 10 W in apparecchi alimentati a 22 V e una potenza di 4 W con una alimentazione di 12 V come si ha nel caso di autoradio.

Nei moderni apparecchi di bassa frequenza vengono usati sempre più di frequente i transistor in quanto si possono ridurre di parecchio le dimensioni, il peso e quello che più conta la quantità di calore generato è molto bassa, inoltre come conseguenza si ha anche il vantaggio del funzionamento immediato. Comunque, la maggior parte di questi amplificatori di bassa frequenza funzionano in circuiti push-pull più o meno di tipo convenzionale. In questi circuiti, le prestazioni e la larghezza di banda dipendono in massima parte dalla qualità dei trasformatori pilota e finale. È inoltre ne-

cessario ricordare che i trasformatori adatti per essere impiegati negli amplificatori di alta qualità sono costosi e non sempre riescono ad eliminare le perdite e la distorsione. Altro elemento a sfavore è che, essendo invertitori di fase, i trasformatori limitano la quantità della reazione negativa che deve essere applicata; c'è sempre la possibilità che la reazione negativa diventi positiva, dando luogo a instabilità.

Come si può capire i circuiti senza trasformatori sono molto interessanti e il sistema più economico per il progetto di tali circuiti è quello di usare transistor complementari. I transistor di potenza complementari tipo AD161-AD162 a guadagno elevato sono stati progettati in modo particolare per essere impiegati in apparecchiature di alta qualità funzionanti a rete, come radioricevitori, registratori e amplificatori aventi una potenza d'uscita di circa 10 W, mentre con una alimentazione di 12 V si ha una potenza di circa 4 W.

L'eliminazione dei trasformatori di uscita e di pilotaggio, con l'accoppiamento diretto fra l'uscita, rende necessario uno stadio pilota e uno stadio prepilota, allo

stesso tempo si possono risparmiare alcuni resistori e alcuni condensatori elettrolitici.

In questo articolo riportiamo due esempi di amplificatori, il primo è un semplice amplificatore equipaggiato di 7 transistor che può dare una potenza di 8 W e il secondo un amplificatore per auto-radio equipaggiato di 4 transistor che può dare una potenza di 4 W.

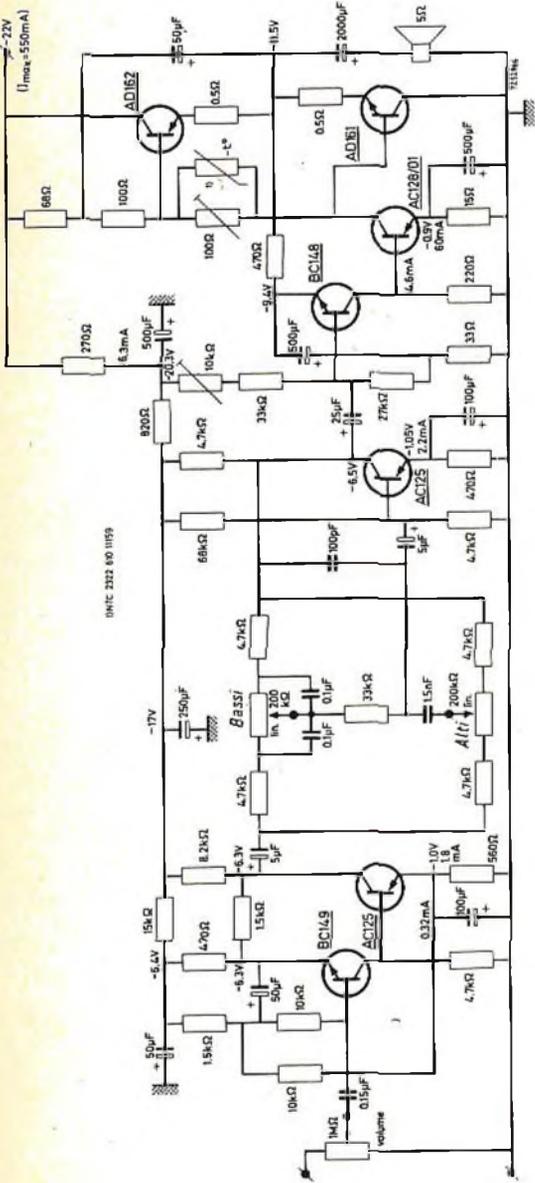


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza da 8 W.

In fig. 1 è stato riportato lo schema elettrico dell'amplificatore da 8 W.

A questo punto possiamo notare che l'impiego, nel circuito, dei transistor AC125 è dovuto al fatto che il progetto è stato fatto prima della comparsa sul mercato dei transistor BC177-BC178 e BC179; comunque consigliamo di sostituire questo transistor al germanio con il

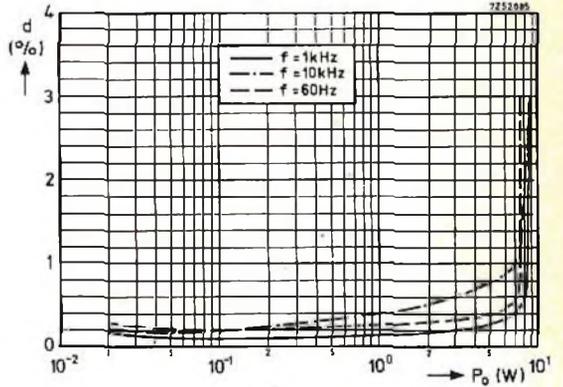


Fig. 2 - Curve di distorsione in funzione della potenza d'uscita a tre frequenze diverse.

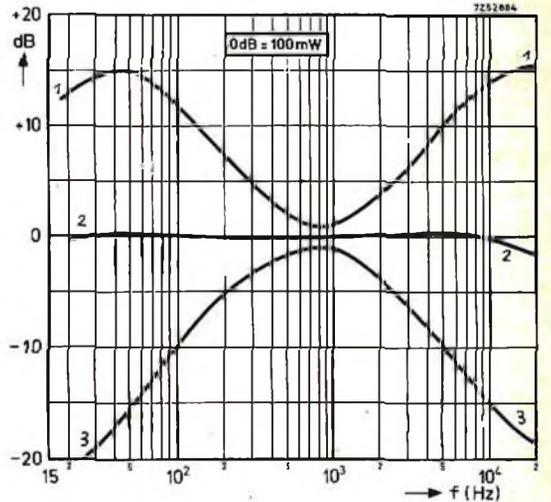


Fig. 3 - Curve di controllo dei toni dell'amplificatore da 8 W. Curva 1: massima esaltazione dei bassi e degli alti; curva 2: posizione intermedia (curva lineare); curva 3: massima attenuazione dei bassi e degli alti.

corrispondente BC178 al silicio; si tenga presente però che sono necessarie delle piccole varianti nel circuito.

Avendo l'avvertenza di montare i due transistor AD161-AD162 su un dissipatore comune di 200 cm² e di 2 mm di spessore e il transistor AC128/01 su un dissipatore di 50 cm² si potrà impiegare senza alcun danno l'amplificatore fino a una temperatura ambiente di 45 °C.

Nelle figg. 2 e 3 sono riportate rispettivamente le curve di distorsione in funzione della potenza d'uscita a tre diverse frequenze e le curve di controllo di tono dell'amplificatore da 8 W.

In fig. 4 è raffigurato lo schema elettrico dell'amplificatore da 4 W per autoradio.

Tutti i transistor sono montati su un dissipatore con resistenza termica di

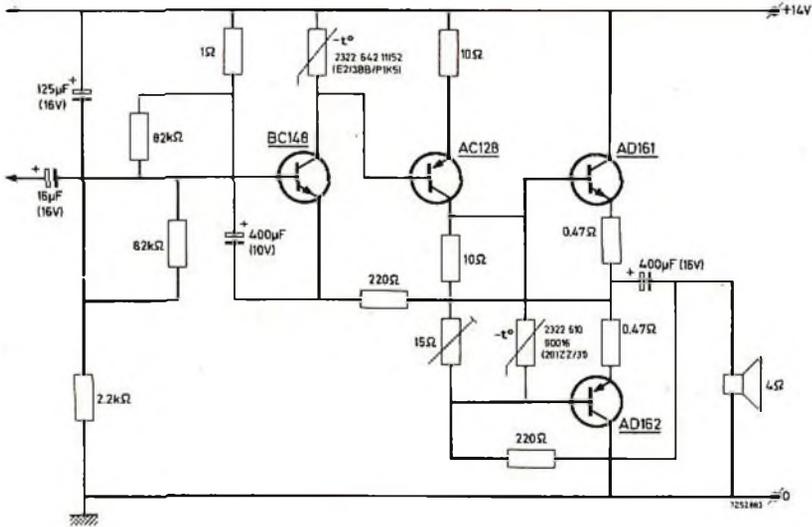


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore da 4 W per autoradio con alimentazione a 12 V. Le resistenze di emettitore dei transistor AD161-AD162 sono a filo.

Caratteristiche elettriche dell'amplificatore da 8 W

Potenza d'uscita con $d_{tot} = 0,6\%$ e $f = 1$ kHz	$P_o = 8$ W
Impedenza dell'altoparlante	$R_L = 5 \Omega$
Tensione d'alimentazione	$V_s = 22$ V
Sensibilità: con $P_o = 50$ mW	$V_i = 8,7$ mV
con $P_o = 8,7$ W	$V_s = 110$ mV
Impedenza d'ingresso	$Z_i = 500$ k Ω
Rapporto segnale/disturbo con $P_o = 8,7$ W	$S/N = 56$ dB
con tensione d'alimentazione non stabilizzata	$S/N = 70$ dB
con tensione d'alimentazione stabilizzata	20 Hz ÷ 20 kHz
Risposta in frequenza (a 3 dB)	da -16,5 a + 15 dB
Controllo dei toni bassi a 45 Hz	da -18 a + 15,5 dB
Controllo dei toni acuti a 20 kHz	

Caratteristiche elettriche dell'amplificatore da 4 W

Potenza d'uscita con $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ e $d_{tot} = 10\%$

Impedenza dell'altoparlante

Tensione di alimentazione

Sensibilità:

con $P_o = 50\text{ mW}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

con $P_o = 4\text{ W}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Impedenza d'ingresso

Temperatura ambiente ammissibile

Risposta di frequenza (a 3 dB)

$P_o = 4\text{ W}$

$R_L = 4\ \Omega$

$V_s = 12\text{ V}$

$V_i = 5\text{ mV}$

$V_i = 48\text{ mV}$

$Z_i = 10\text{ k}\Omega$

$T_{amb} = 20 \div 70^\circ\text{C}$

200 Hz \div 20 kHz

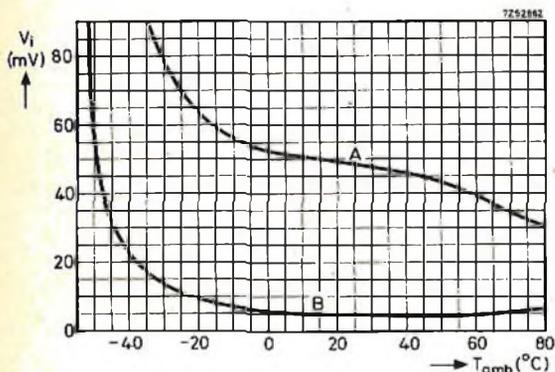


Fig. 5 - Curve della sensibilità d'ingresso con varie temperature ambiente. La curva A è ricavata con la massima potenza d'uscita con una distorsione del 10% mentre la curva B è ricavata con una potenza d'uscita di 50 mW.

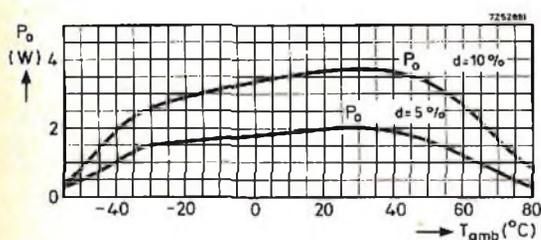


Fig. 6 - Curve della potenza d'uscita ricavata con due livelli di distorsione in funzione della temperatura ambiente.

$5.5^\circ\text{C}/\text{W}$. La resistenza NTC è collegata a una piastrina di rame e poi montata sul dissipatore dei transistor.

In fig. 5 sono riportate le curve della sensibilità d'ingresso con varie temperature alla potenza massima (curva A) e a una potenza di 50 mW (curva B).

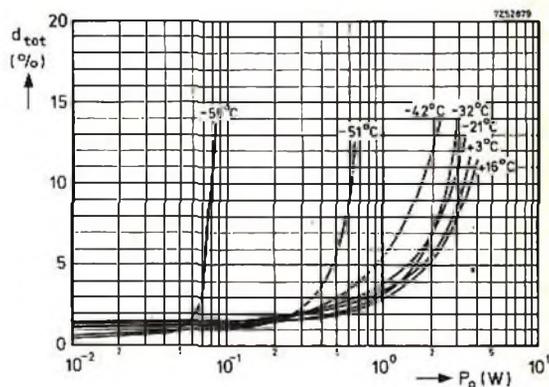


Fig. 7 - Curve della distorsione in funzione della potenza d'uscita con diverse temperature ambiente.

In fig. 6 sono riportate le curve della potenza d'uscita con due livelli di distorsione in funzione della temperatura ambiente.

Infine nella fig. 7 sono riportate alcune curve di distorsione in funzione della potenza d'uscita a diverse temperature ambiente.

AMPLIFICATORE A TRANSISTOR DA 3W

**BASSA
FREQUENZA**

Descriviamo in questo articolo un circuito amplificatore che può dare una potenza d'uscita di 3 W con il relativo circuito di alimentazione. Pensiamo che questo circuito per la sua semplicità possa essere interessante per molti nostri lettori.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di un amplificatore equipaggiato di 5 transistor che può dare una potenza d'uscita di 3 W; esso può essere usato anche con testine di giradischi di qualità.

Il circuito preamplificatore è formato dal transistor BC148 in un circuito di tipo convenzionale ad emettitore comune con una resistenza di emettitore parzialmente disaccoppiata in modo da dare un buon segnale. Un circuito variabile dei toni acuti formato dal condensatore C_2 e dalla resistenza R_{10} viene collegato attraverso il carico di collettore.

Per ridurre il rumore e rendere il guadagno di questo stadio sostanzialmente indipendente dal guadagno di corrente del transistor, viene suggerito un circuito d'ingresso a bassa impedenza. Nel caso il circuito venga usato con testine piezoelettriche, questa condizione si può ottenere usando un divosore di tensione capacitivo nel circuito d'ingresso. Il circuito equivalente di alcune testine piezoelettriche include una resistenza in serie con la capacità del cristallo. Quando viene usato nel circuito d'ingresso un partitore di ten-

sione capacitivo, questa resistenza in serie può dare come risultato una perdita accentuata dei toni acuti. In ogni modo è facile compensare questo effetto per mezzo di una piccola resistenza, R_1 , che ha lo stesso rapporto della resistenza serie posta all'interno come si ha per la capacità interna del cristallo con la capacità esterna, C_1 .

Se questa resistenza è maggiore del necessario per compensare la resistenza serie del pick-up, si può ottenere un utile grado di esaltazione dei toni acuti.

Il rumore dovuto alle resistenze spesso supera di molto quello dovuto ai transistor, specialmente quando vengono usati dei transistor a basso rumore.

Particolare attenzione si deve porre poi nella scelta dei resistori negli stadi a basso livello.

Il segnale di uscita proveniente da un rivelatore AM o FM dovrebbe essere applicato all'ingresso dell'amplificatore attraverso un partitore di tensione; i resistori estremi di questo (R_3 e se richiesto R_2) dovrebbero essere scelti in modo

che, con la massima profondità o deviazione di modulazione, lo stadio d'ingresso funzioni sotto il livello di sovraccarico. (La massima tensione d'ingresso data con prestazioni tipiche è per una distorsione del 2% nello stadio d'ingresso).

Idealmente, il ritorno del circuito d'ingresso dovrebbe essere preso sul capo negativo dei 22 V. Comunque il sistema mostrato provvederà in modo soddisfacente al buon disaccoppiamento della linea positiva.

Anche il secondo stadio formato dal transistor TR₂, impiega un BC 148 ed è direttamente accoppiato allo stadio pilota formato da un singolo transistor TR₃. Infine lo stadio finale usa una coppia complementare di transistor p-n-p/n-p-n classe B tipo AC128 e AC176. La reazione cc su questi tre stadi assicura l'indipendenza, sulla potenza d'uscita, dall'influenza della temperatura ambiente.

La reazione negativa viene applicata attraverso il filtro a ponte modificato all'emettitore di TR₂. Esso aumenta la resistenza d'ingresso del transistor e ri-

duce la distorsione e gli effetti della dispersione nelle caratteristiche del transistor.

Il transistor TR₂ funziona come un amplificatore cc, confrontando la tensione sulla sua base con la tensione nel punto centrale V_M, dello stadio finale. L'alto guadagno del circuito fissa il valore cc della tensione V_M rispetto alla tensione di base di TR₂ (la caduta di tensione attraverso il filtro a T e la giunzione emettitore-base di TR₂ è di circa 1,2 V) e così riduce gli effetti della dispersione del transistor e della resistenza.

Il filtro a T modificato è un circuito per l'esaltazione dei suoni bassi. Quando le costanti di tempo dei due rami sono uguali, l'attenuazione dell'intera unità è indipendente dalla frequenza. Quando la capacità in parallelo viene effettivamente aumentata riducendo il valore della resistenza R₁₆, la costante di tempo di quel ramo aumenta e l'attenuazione delle frequenze più basse aumenta. Siccome questo circuito si trova nell'anello di reazione, ne risulta una esaltazione dei suoni bassi.

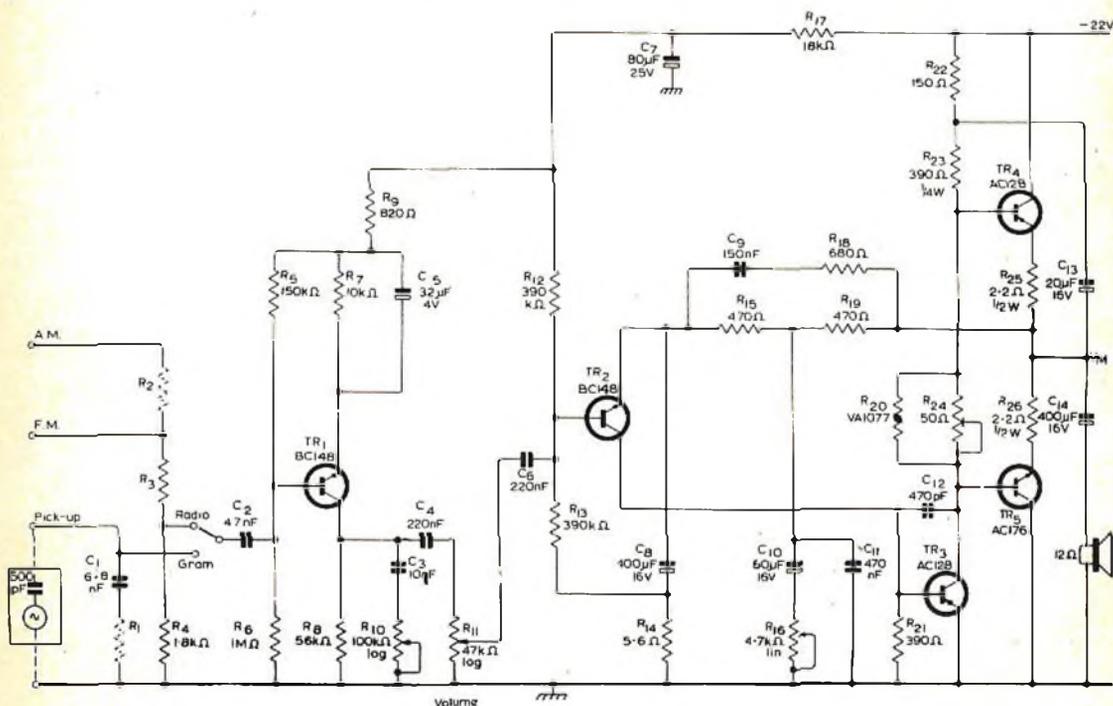


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore a transistor da 3 W. Il potenziometro R₁₆ serve alla regolazione degli acuti mentre R₁₅ a quella dei bassi.

La corrente diretta di collettore dello stadio pilota è di 18 mA. Il condensatore C_{12} aumenta la stabilità alle alte frequenze quando c'è induttanza nel carico (come con un altoparlante). Le basi dei transistor di uscita TR_4 e TR_5 sono pilotate direttamente dal collettore del transistor pilota TR_3 . Il carico di collettore di TR_3 è collegato agli emettitori di TR_4 e TR_5 attraverso il condensatore C_{13} e le resistenze R_{25} e R_{26} ; di conseguenza i transistor TR_4 e TR_5 funzionano in circuito a emettitore comune, metodo che dà il guadagno massimo.

Per annullare la distorsione di crossover, la corrente di riposo dei transistor TR_4 e TR_5 dovrebbe essere regolata a circa 5 mA per mezzo della resistenza R_{24} . Il termistore R_{20} assicura che questa corrente sia praticamente indipendente dalla temperatura. L'altoparlante è accoppiato capacitivamente agli emettitori dei transistor TR_4 e TR_5 .

Per una temperatura ambiente massima di 45 °C, ogni transistor finale dovrebbe essere montato su un dissipatore avente un'area non inferiore a 35 cm² mentre i transistor pilota dovrebbero essere montati su una aletta di raffreddamento avente un'area minima di 4,5 cm².

In fig. 2 sono state riportate le curve di risposta in frequenza con la curva di esaltazione dei bassi e di attenuazione degli acuti.

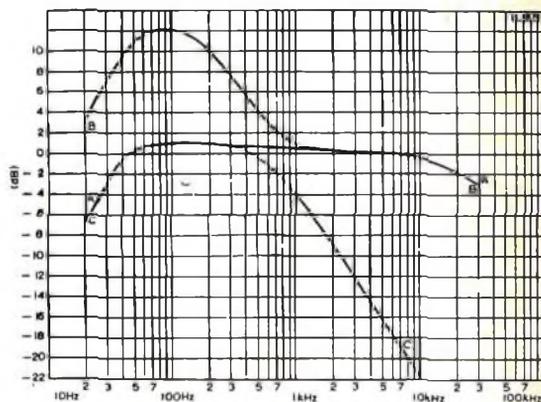


Fig. 2 - Curve di risposta in frequenza dell'amplificatore da 3 W. A-A = curva lineare; B-B = massima esaltazione dei bassi, acuti lineari; C-C = bassi lineari e massima attenuazione degli acuti.

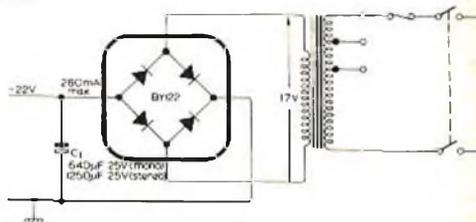


Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore adatto per l'amplificatore. Il ponte raddrizzatore è del tipo BY 122 e il condensatore C_1 deve avere un valore di 640 μ F - 25 V se il circuito alimenta un amplificatore monofonico, mentre deve avere un valore di 1250 μ F - 25 V nel caso alimenti un amplificatore stereofonico.

Caratteristiche tipiche

Potenza d'uscita per parola e musica	3 W
Sensibilità di tensione sulla base di TR_1 per un'uscita nominale	5 mV
Ingresso massimo sulla base di TR_1	130 mV
Sensibilità di tensione sul pick-up per un'uscita nominale	60 mV _{eff}
Reazione negativa (dipendente dalla posizione del controllo di volume)	15 ÷ 20 dB
Distorsione a 1 kHz:	
per un'uscita nominale e con il controllo di volume posto al massimo	3%
con ingresso come sopra e controllo di volume regolato per dare un'uscita di 1 W	0,7%

Alimentazione

In fig. 3 abbiamo riportato un semplice circuito di alimentazione adatto ad alimentare l'amplificatore di fig. 1. Il trasformatore di rete ha un secondario che dà in uscita 17 V raddrizzati per mezzo del raddrizzatore a ponte e spianati dal condensatore C_1 . Il valore di questo condensatore dipende dal fatto se l'amplificatore viene usato con un sistema monofonico o stereofonico. Nel caso di sistema monofonico il valore di C_1 deve essere di 640 μ F mentre nel caso di sistema stereofonico il suo valore deve essere di 1250 μ F.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

COMPONENTI DEL CIRCUITO DI FIG. 1

Resistori

R_1	$R_7 - R_1 =$	vedere testo
R_4	1,8 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_5	150 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_6	1 M Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_7	10 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_8	56 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_9	820 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{10}	100 k Ω	potenziometro logaritmico
R_{11}	47 k Ω	potenziometro logaritmico
R_{17}	390 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{13}	390 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{14}	5,6 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{15}	470 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{16}	4,7 k Ω	potenziometro lineare
R_{17}	18 k Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{18}	680 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{19}	470 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{20}	39 Ω	termistore
R_{21}	390 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{22}	150 Ω	$\pm 5\%$ - 1/8 W
R_{23}	390 Ω	$\pm 10\%$ - 1/4 W
R_{24}	50 Ω	trimmer potenziometrico
R_{25}	2,2 Ω	$\pm 10\%$ - 1/2 W
R_{26}	2,2 Ω	$\pm 10\%$ - 1/2 W

Condensatori

C_1	6,8 nF
C_2	47 nF
C_3	10 nF
C_4	220 nF
C_5	32 μ F - 4 V
C_6	220 nF
C_7	80 μ F - 25 V
C_8	400 μ F - 16 V
C_9	150 nF
C_{10}	80 μ F - 16 V
C_{11}	470 nF
C_{12}	470 nF
C_{13}	20 μ F - 16 V
C_{14}	400 μ F - 16 V

Transistor

TR_1	BC 148
TR_2	BC 148
TR_3	AC 128
TR_4	AC 128
TR_5	AC 176

EFFETTI SONORI E TRUCCHI CON IL REGISTRATORE

REGISTRAZIONE

Riportiamo in questo articolo, per gli appassionati di registrazione, alcuni trucchi ed effetti sonori che possono rendere più interessanti le registrazioni, come per esempio effetti di eco, effetti sonori improvvisati e la utilizzazione di nastri senza fine.

Con un registratore è possibile, oltre che la registrazione di suoni prodotti da dischi o dalla radio, registrare con alcuni procedimenti dei suoni secondo la fantasia dell'operatore. Con i moderni registratori è possibile anche sovrapporre sulla stessa pista o su piste diverse, i suoni provenienti da diverse sorgenti, secondo il procedimento della miscelazione.

Gli effetti sonori di tutti i generi e specialmente quelli ottenuti da amatori, possono essere effettuati nei modi più diversi e possono variare all'infinito, in quanto dipendono dai mezzi disponibili, dalle capacità dell'operatore, dalle condizioni di esecuzione e dagli scopi che se ne vogliono ricavare.

In questo articolo riporteremo alcuni metodi poco noti e trascurati, ma che hanno senza dubbio un notevole interesse pratico; naturalmente lasceremo da parte i mezzi più difficili e costosi di carattere professionale.

Il controllo della registrazione viene di solito effettuato per mezzo di un misuratore di modulazione. Di conseguenza è consigliabile impiegare un apparecchio o un dispositivo che permetta il controllo diretto della qualità della registrazione durante l'esecuzione; in questo caso è necessario impiegare non una testina combinata di registrazione-riproduzione, come si può trovare nella maggior parte dei registratori commerciali, ma una testina di riproduzione separata disposta a una certa distanza da quella di registrazione come si può vedere in fig. 1. Naturalmente in questo caso sarà necessario utilizzare anche un amplificatore per la riproduzione separata e non combinato con il circuito di registrazione.

Nel caso sul registratore in nostro possesso non ci fosse questo dispositivo particolare è possibile montare sulla piastra una testina addizionale di riproduzione e di controllo. Questa testina di controllo può essere collegata mediante un cavetto schermato a un piccolo preamplificatore a transistor. Naturalmente il livello di uscita può essere mantenuto basso in quanto per ottenere un ascolto di controllo si può utilizzare un altoparlante di piccolo diametro o meglio ancora una cuffia.

Nel caso ci fosse qualche difficoltà nell'effettuare queste aggiunte, si può utilizzare un registratore di controllo separato del tipo portatile, ma che deve avere naturalmente la stessa velocità di svolgimento del nastro e avere lo stesso numero di piste.

Come si può vedere in fig. 2, il primo apparecchio viene usato come registratore mentre il secondo come riproduttore.

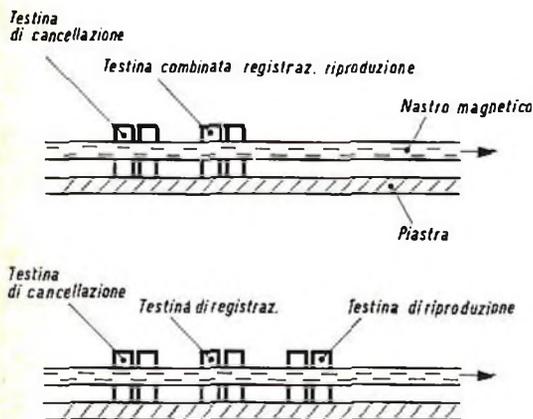


Fig. 1 - Esempio della diversità fra un registratore con testine di registrazione e di riproduzione accoppiate e separate rispettivamente.

Questa combinazione permette anche di effettuare degli effetti di ritraduzione, facendo ritornare la registrazione sul secondo apparecchio verso il primo; questo determina degli effetti curiosi di sovrapposizione con un certo smorzamento e di conseguenza, si hanno degli effetti di riverbero artificiale molto originali. Se si prevede un funzionamento di lunga durata, per migliorarne la qualità, si può lasciare il nastro rilasciato fra il primo e il secondo apparecchio. Si può anche prevedere un braccio di tensione a molla destinato a compensare la variazione progressiva della tensione del nastro, in proporzione allo svolgimento.

Oltre all'impiego di un secondo registratore, si deve sempre associare il problema posto dall'impiego di un nastro registrato su un secondo apparecchio. Infatti la riproduzione di un nastro registrato non dà sempre gli stessi risultati su tutti gli apparecchi, soprattutto se si usano delle

bobine normali e non delle cassette, in quanto delle piccole variazioni d'altezza delle testine magnetiche e delle piste corrispondenti, danno la necessità di un controllo e, se possibile, della regolazione delle testine di riproduzione. Questa operazione è resa abbastanza semplice sui registratori moderni grazie all'impiego di supporti per testine facilmente mobili sotto l'azione di una semplice vite.

Eco e pre-eco

L'eco sonoro consiste come si sa, nella ripetizione di un suono ad un livello più o meno ridotto, all'inizio di un certo ritardo, che non supera qualche secondo, mentre il riverbero artificiale o risonanza sonora si manifesta con la ripetizione di un suono all'inizio di un tempo molto più ridotto, dell'ordine di una frazione di secondo.

Si può trattare anche degli effetti inversi, vale a dire, la produzione di un suono a un livello molto basso seguito dallo stesso suono a un livello normale; questo fenomeno si nota soprattutto all'inizio della riproduzione di alcune registrazioni di lunga durata. Questa eco viene prodotta dalla registrazione per contatto sul nastro di un suono inteso che segue immediatamente; questo effetto può essere imitato per mezzo dell'unione dei due registratori di cui abbiamo parlato in precedenza.

Per eliminare il funzionamento della testina di cancellazione del secondo apparecchio, si può agire sul pulsante per la sovraimpressione, nel caso esista, oppure mettendo sulla testina magnetica un pezzetto di nastro adesivo. Fatto ciò si mettono i due apparecchi nella posizione « registrazione » tenendo i microfoni di fianco. La manopola per la regolazione del volume del primo apparecchio viene regolata su una posizione abbastanza alta mentre quella del secondo in una posizione che assicura un livello molto basso.

In queste condizioni, tutti i suoni registrati producono evidentemente l'effetto di pre-eco, segnalato in precedenza. Naturalmente è sufficiente modificare i livelli rispettivi di volume, vale a dire di registrare all'inizio con un livello molto elevato, poi in seguito con un livello più bas-

so per ottenere l'effetto di eco o di riverbero artificiale secondo il metodo indicato in precedenza. Nei due casi, si deve tener presente che più la velocità di svolgimento del nastro è elevata, più lo scarto fra il suono normale e l'eco è ridotto.

Suono stereofonico con apparecchi monofonici

Esistono alcuni mezzi che permettono di ottenere una riproduzione stereofonica utilizzando due registratori monofonici separati. Una prima persona registra metà di una conversazione su un apparecchio, lasciando sul nastro degli spazi convenienti ed estesi, facilmente visibili per mezzo di segni fatti con inchiostro di china, per le risposte della seconda persona. Queste sono in seguito registrate su un secondo apparecchio in modo tale che si possono adattare esattamente agli spazi previsti sulla prima registrazione.

I due registratori vengono in seguito posti in ogni lato della sala d'ascolto e i due nastri vengono riprodotti simultaneamente. Naturalmente le registrazioni vanno fatte con molta cura e sarà necessario fare diverse ripetizioni per evitare degli errori; il risultato finale è molto interessante e la qualità stereofonica può anche essere superiore a quella che si ottiene con un solo registratore di tipo stereofonico.

Con lo stesso sistema si può registrare anche un duo di pianoforti o di qualsiasi altro strumento; in questo caso però è necessario prevedere delle durate molto precise e quindi è difficile ottenere dei risultati ottimi senza possedere una buona dose di pratica e di abilità.

Per fare un po' di pratica in questo tipo di registrazioni è consigliabile provare a sincronizzare un brano musicale identico con i due registratori separati.

I « quartetti » incompleti

Un impiego interessante della molteplicità delle registrazioni si può trovare durante l'esecuzione dei quartetti a corde, quando gli artisti non possono riunirsi in maniera regolare per le ripetizioni. Ogni esecutore effettua una registrazione separata del brano musicale di cui è responsa-

bile, e i quattro nastri così realizzati sono fatti funzionare al posto della normale riunione musicale.

Quando uno degli esecutori non può unirsi all'orchestra, la sua registrazione può essere riprodotta e quindi il registratore corrispondente prende il posto del musicista e il « quartetto » è così ristabilito.

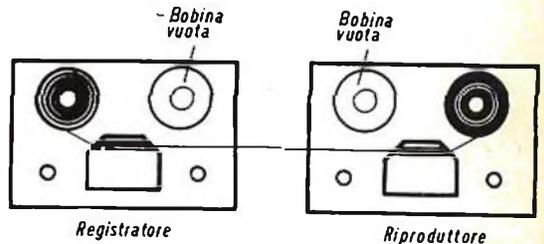


Fig. 2 - Sistema di registrazione e di riproduzione attuata per mezzo di due registratori distinti.

Si può adattare anche il procedimento inverso di modo che ogni esecutore può avere a sua disposizione le altre tre parti della orchestra per poter effettuare le ripetizioni utili.

Concludendo si può affermare che il procedimento del Multiplay può servire per registrare sul nastro magnetico delle registrazioni di complessi che non esistono in pratica, infatti lo stesso suonatore può riprodurre tre o quattro volte di seguito i diversi brani che si devono registrare sul nastro sulla stessa pista e che vengono in seguito riprodotti sullo stesso apparecchio.

Le ripetizioni semplici

Naturalmente il sistema suddetto può venire impiegato anche per repliche teatrali o per conferenze di ogni genere. Gli attori devono leggere la loro parte, prima di cominciare le ripetizioni; questo lavoro può essere intrapreso preferibilmente registrando i testi considerati e non scrivendoli; la parte che deve essere imparata viene meglio assimilata attraverso il suono.

Quando la parte viene assimilata e le versioni primitive sono così state registrate, è possibile cancellare i nastri corrispondenti in modo da modificare a poco

a poco il loro carattere. All'occorrenza si lasciano degli intervalli di silenzio in modo da lasciare lo spazio per i passaggi che sono stati dimenticati.

Impiego dei nastri di cancellazione

In molti casi è necessario effettuare delle cancellazioni precise di parole, di frasi o di passaggi musicali; questo naturalmente crea dei problemi al momento della registrazione.

Il sistema dei dispositivi abituali che mettono fuori circuito la testina di cancellazione al momento necessario è più o meno preciso; un altro sistema per ottenere dei buoni risultati è quello di usare un nuovo materiale che può essere considerato una specie di gomma magnetica. Con questo materiale si copre la parte di nastro da cancellare. Consigliamo di effettuare delle registrazioni di prova in modo da potersi rendere conto dei risultati pratici ottenuti; si determinano le durate di cancellazione utili, questo permette di evitare le riproduzioni dei passaggi da sopprimere al momento della nuova registrazione.

Questo materiale può essere utilizzato per la cancellazione localizzata, vale a dire la soppressione di un brano sonoro, oppure di rumori di fondo o di rumori parassiti indesiderabili. Si può anche impiegare per inserire dei punti di riferimento nel corso dei montaggi, quando si devono effettuare dei tagli precisi.

Si comincia con la determinazione approssimativa della posizione sul nastro delle registrazioni dei suoni indesiderabili, con una prima lettura, e si inserisce lo « spot » di cancellazione nel punto che si considera come il centro della regione corrispondente; in seguito poi si traccia un segno di riferimento con dell'inchiostro di china. La riproduzione del nastro ci indica la precisione del riferimento effettuato e la cancellazione può venire gradualmente estesa da ciascun lato del punto iniziale in corrispondenza con l'informazione sonora intesa.

Effetti sonori improvvisati

Gli effetti sonori sono indispensabili per tutti coloro che vogliono realizzare dei na-

stri veramente originali e interessanti. Per ottenere degli effetti molto diversi e originali, noi abbiamo sotto mano, nella nostra casa, tutti gli strumenti necessari; infatti è sufficiente utilizzare le cose più comuni come, rasoio elettrico, pianoforte, macchina da scrivere, pendoli, ventilatori, rubinetti, aspiratori ecc. Se vogliamo registrare il rumore che si può sentire nella profondità delle grotte, o il rumore prodotto dalle portiere della automobile, o ancora il rumore che si può sentire su un aeroplano o su un ascensore, lo si potrà fare abbastanza facilmente.

Registriamo il rumore dell'acqua che cade da un rubinetto in un recipiente qualsiasi tenendo una velocità doppia della velocità finale prevista per la riproduzione. A questa sovrapponiamo, le parole degli esploratori sotterranei, con una velocità minore e tenendo il microfono sospeso all'interno di un pianoforte tenendo premuto il pedale dell'intensità. L'insieme di questi suoni darà un effetto curioso. Il rumore esatto di una portiera di automobile o di carro può essere registrato senza aver bisogno di spostare il nostro apparecchio, chiudendo semplicemente brusca-mente la porta del forno della cucina a gas.

Nel caso volessimo riprodurre dei rumori di aereo, si deve fissare semplicemente un pezzo di carta sulla rete di protezione di un ventilatore di modo che la estremità si trovi di fronte alle pale dell'elica. Si sentirà così un rumore che varierà col variare della velocità di rotazione del motore, questo potrà risultare più o meno amplificato avvicinando o allontanando il microfono. Con questo semplice trucco, si avrà l'impressione di sentire un vecchio aereo a elica; mentre se vogliamo avere la sensazione di ascoltare un aereo a reazione si dovrà usare un asciugacapelli elettrico, la cui intensità potrà essere variata, avvicinando o allontanando il microfono.

Nel caso invece si volesse avere l'illusione di trovarci in un ascensore, non si dovrà fare altro che registrare il rumore di avviamento di un aspiratore, il suo funzionamento e il suo arresto utilizzando la velocità maggiore del nostro registratore mentre in riproduzione impiegheremo la

velocità minore ridotta della metà, ed avremo così il rumore molto reale dell'ascensore che parte, che si alza verso i piani superiori o che si abbassa e finalmente che si ferma al piano desiderato.

Nel caso si volesse invece riprodurre il suono di forti esplosioni si dovrà registrare il suono emesso da un pianoforte agendo contemporaneamente su tutti i tasti delle note basse e abbassando allo stesso tempo il pedale d'intensità.



Fig. 3 - Metodo di giunzione di un nastro per ottenere un anello senza fine.

Per riprodurre il suono di una campana vi sono diversi metodi il più semplice dei quali è quello di registrare alla velocità più alta, il campanello che sulla macchina da scrivere serve come avvisatore di fine riga, impiegando in riproduzione la velocità più bassa.

Si tratta ancora, senza dubbio, di semplici esempi di risultati che si possono ottenere con degli strumenti molto semplici e familiari. Per ognuno di questi trucchi si possono impiegare degli strumenti relativamente semplici e familiari. Questi possono essere utilizzati nei modi più diversi e dopo aver eseguito qualche prova, si trovano i risultati migliori anche secondo l'abilità e l'ingegnosità dell'operatore. Consideriamo per esempio un rasoio elettrico; il suono che esso produce può variare in notevole proporzione e si può così ottenere un ronzio o un crepitio appoggiandolo contro la superficie del tavolo. Se lo appoggiamo invece su delle altre superfici come per esempio il pannello di una finestra, su una porta, su un armadio, oppure all'interno di una scatola di cartone o di un contenitore metallico oppure di un recipiente di vetro, otterremo una serie di suoni sempre diversa.

Questi nastri vanno riprodotti prima alla stessa velocità di registrazione, poi alla

velocità doppia e a una velocità ridotta, cioè passare per i limiti estremi delle possibilità del registratore.

La serie di questi effetti sonori potrebbe essere elencata e catalogata in modo che all'occorrenza, si può facilmente ritrovare l'effetto desiderato.

Nastro senza fine

Per realizzare un nastro senza fine si devono unire i due bordi di un nastro magnetico avente una lunghezza di 60-70 cm. Questo anello permette di ripetere in modo costante un messaggio molto breve, una frase, oppure solamente qualche parola e può servire per gli impieghi più svariati naturalmente come mezzo di fortuna perchè non può competere con i moderni registratori fatti per questo scopo che assicurano una lunga durata d'ascolto (figura 3).

Normalmente se questi anelli non hanno, come abbiamo detto in precedenza, una lunghezza minore di qualche cinquantina di centimetri, si possono portare delle varianti, secondo le dimensioni e la costruzione del registratore; si possono usare anche degli anelli di nastro della lunghezza di 1.80 - 2 metri al massimo; ma in questo caso si deve prevedere un supporto che ci assicuri lo svolgimento del nastro.

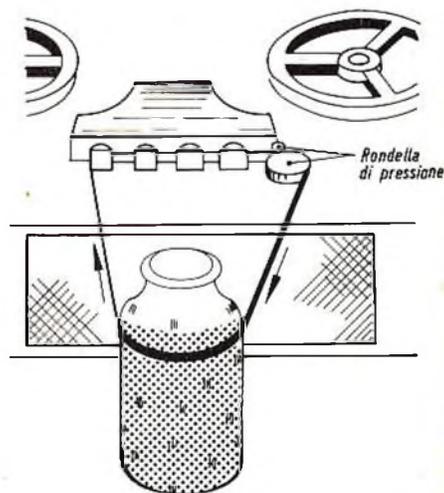


Fig. 4 - Esempio di funzionamento per la riproduzione continua di un nastro senza fine.

Di solito è sufficiente utilizzare degli oggetti rotondi e che presentino una superficie liscia; per esempio si può usare un vasetto di vetro riempito di materiale pesante (fig. 4) oppure dei pesi in ferro o in ottone che si usavano per le vecchie bilance.

In alcuni casi questo anello senza fine può servire per un metodo originale d'insegnamento come per esempio per imparare i segnali Morse, per insegnare a leggere ai bambini, oppure per insegnare a cantare agli uccellini, ecc.

I rumori di fondo e l'ambiente sonoro

Alcuni rumori di fondo continui sono spesso necessari all'amatore di registrazioni per ottenere « l'atmosfera » delle sue registrazioni. L'anello senza fine costituisce un mezzo semplice per ottenere questi risultati; così si può registrare, per esempio, il rumore del mare, delle onde e degli uccelli marini; questo assicura nel

corso della registrazione un sottofondo sonoro di sicuro effetto se si riesce naturalmente a trovare il giusto livello di registrazione.

Si hanno quindi due specie di rumori di fondo continuo: periodico o irregolare. I rumori del mare sono un esempio di rumore che non può restare uniforme per un tempo troppo lungo; al contrario, durante tutto il percorso di un treno, fra la partenza e l'arrivo, i rumori delle ruote sui binari sono più o meno periodici. Per delle ripetizioni sonore regolari di suoni periodici, l'impiego di un nastro con varie giunzioni permette di assicurare una sequenza ritmica completa, in modo da ottenere un effetto continuo. Dopo la preparazione di una mezza dozzina di anelli di questo genere, ognuno dei quali può costituire un insieme completo, si ha a disposizione una certa serie di rumori che sono in grado di rendere dei buoni servizi nel lavoro comune di registrazione.

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

Continuiamo in questo articolo, la descrizione dei metodi di protezione degli strumenti di misura occupandoci questa volta del sistema di protezione serie a elementi singoli e a elementi multipli.

Il Parte

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

PROTEZIONE DEGLI STRUMENTI MEDIANTE SEMICONDUTTORI

I Circuiti di protezione serie circuiti di protezione in parallelo erano particolarmente efficienti con strumenti a resistenza elevata e bassa tensione e con strumenti a bassa resistenza e alte tensioni. Una buona alternativa è quella di usare un elemento in serie che presenta una bassa resistenza con correnti basse e una resistenza elevata con correnti alte. Per ottenere queste condizioni ci sono diversi metodi.

Protezione con un semplice diodo in serie

In fig. 1a è riportato un semplice ed efficace circuito di protezione usato su uno strumento per la prova dei transistor dove una tensione elevata poteva cadere direttamente sul misuratore di corrente se il transistor in prova è guasto. Questo sistema utilizza un diodo di potenza a giunzione al germanio con una elevata corrente di saturazione inversa. Collegato a polarizzazione inversa in serie con lo strumento come mostrato, il diodo funziona come una resistenza di piccolo valore fino a circa 1 V.

Quindi la corrente del diodo inizia a saturare e resta relativamente costante siccome la tensione applicata aumenta. La principale difficoltà nell'impiego di questo circuito è quella di trovare un diodo adatto, la cui corrente di saturazione sia circa dieci volte la corrente di fondo scala dello strumento che deve essere protetto. Per il nostro circuito si è impiegato un transistor di potenza a guadagno elevato collegandolo in un circuito con base aperta in serie con lo strumento come si può vedere dalla fig. 1b.

Nel caso non si riuscisse a trovare un tipo di transistor adeguato, è consigliabile utilizzare a questo scopo un transistor ad effetto di campo.

Protezione serie con un transistor ad effetto di campo

Se la sorgente e la porta di un transistor ad effetto di campo sono collegate insieme, le caratteristiche di tensione sono tali che fino nelle vicinanze della tensione di pinch-off V_p , esso funziona come una semplice resistenza. Con un valore superiore a V_p , esso funziona invece come

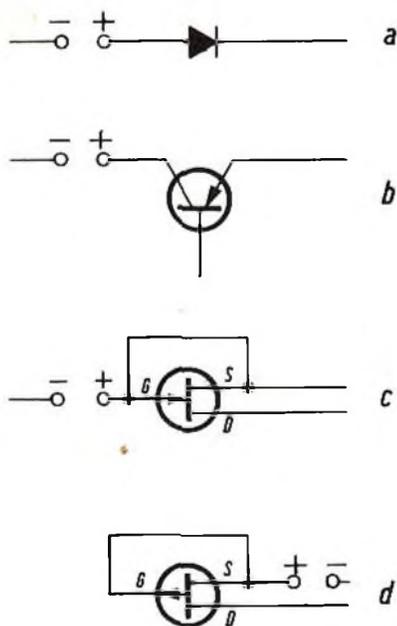


Fig. 1 - Elementi di limitazione di corrente in serie per la protezione degli strumenti dai sovraccarichi: a) raddrizzatore al germanio a polarizzazione inversa; b) transistor di potenza ad alto guadagno con circuito a base aperta; c) transistor a effetto di campo a canale n; d) transistor a effetto di campo a canale p.

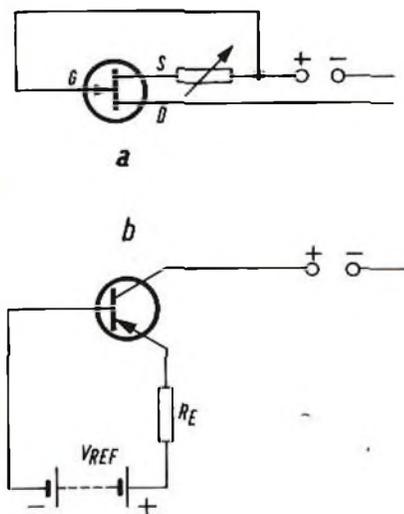


Fig. 2 - Circuiti di protezione serie a elementi multipli: a) transistor a effetto di campo con regolazione della I_{DSS} ; b) transistor con polarizzazione fissa.

un dispositivo a corrente costante fino alla tensione di rottura dell'elettrodo « drain ». Queste caratteristiche, che si avvicinano molto a quelle di un pentodo, sono molto utili, in modo particolare quando si lavora con una bassa tensione V_p e una bassa resistenza in serie.

In fig. 1c è rappresentato un transistor ad effetto di campo a canale n con la porta e la sorgente collegate insieme in serie con lo strumento che deve essere protetto. In fig. 1d è rappresentato un circuito simile ma con transistor F.E.T. a canale p. Nel secondo caso si deve notare che il collegamento alla sorgente è fatto sulla destra invece che sulla sinistra.

La caratteristica principale per attuare una simile protezione serie dovrebbe essere che la tensione di pinch-off dovrebbe essere minore di 1 V mentre la corrente I_{DSS} dovrebbe essere circa 10 volte la corrente di fondo scala dello strumento. Per meglio chiarire le cose, facciamo un esempio: per proteggere uno strumento da 25 μA si è impiegato un transistor ad effetto di campo a canale n con una corrente I_{DSS} di 200-600 μA e una tensione V_p di 1 V tipico. Con questo tipo di protezione si è potuto collegare lo strumento direttamente ai 12 V di una batteria d'automobile senza alcun danno.

Protezione serie con elementi multipli

Nel caso di circuiti serie a diodi o a transistor a effetto di campo sopraccitati, se fosse necessario proteggere lo strumento da sovraccarichi inversi, si può aggiungere un altro diodo o un altro transistor a effetto di campo in serie con il primo ma con polarizzazione opposta. Questo corrisponde ad aggiungere un dispositivo a polarità opposta in parallelo ai circuiti di protezione shunt.

In fig. 2a è rappresentato un transistor a effetto di campo con una resistenza regolabile sull'elettrodo della sorgente per mezzo della quale si può regolare la corrente di limitazione nel transistor invece di dover selezionare un transistor conveniente con il giusto valore di corrente I_{DSS} .

In fig. 2b è rappresentato il circuito di un transistor polarizzato con una corrente costante per mezzo di una batteria che

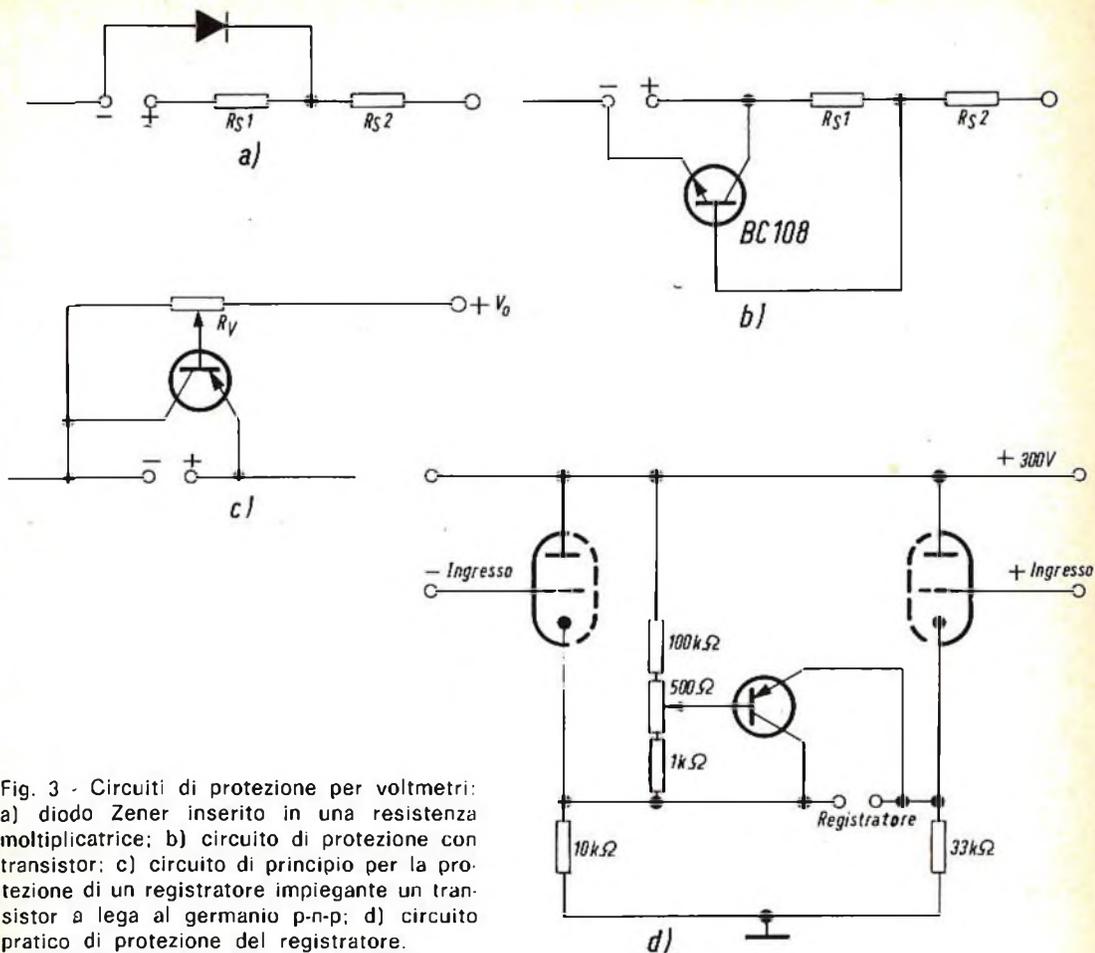


Fig. 3 - Circuiti di protezione per voltmetri: a) diodo Zener inserito in una resistenza moltiplicatrice; b) circuito di protezione con transistor; c) circuito di principio per la protezione di un registratore impiegante un transistor a lega al germanio p-n-p; d) circuito pratico di protezione del registratore.

fissa la corrente di emettitore a un valore costante dato approssimativamente dalla tensione di batteria diviso dalla resistenza di emettitore, sempre facendo in modo che la tensione collettore-base sia minore di una frazione di un volt positivo. Perciò siccome la tensione totale attraverso il circuito supera V_{ret} di circa 250 mV, la corrente di emettitore (e quindi dello strumento) viene limitata a V_{ret}/R_E .

Circuiti di protezione per voltmetri

Abbiamo preso in considerazione dei circuiti di protezione a semiconduttore per uno strumento a bobina mobile dove veniva usata una corrente di misura. Fre-

quentemente, gli strumenti vengono usati per misurare delle tensioni inserendo una resistenza moltiplicatrice in serie con lo strumento. In conclusione, in questi circuiti noi prendiamo la resistenza moltiplicatrice in serie e la separiamo per inserire alcuni dispositivi di protezione nel punto di collegamento delle due resistenze.

Protezione di voltmetri con diodi Zener

In fig. 3a è riportato un esempio di circuito di protezione con diodo Zener; la resistenza serie è formata da R_{S1} e da R_{S2} , un diodo Zener è collegato dal punto di collegamento delle due resistenze al terminale negativo dello strumento. La re-

sistenza necessaria e i valori del diodo Zener possono essere facilmente calcolati. Per prima cosa si deve avere $R_{S1} + R_{S2} = E_M / I_M - R_M$, dove E_M deve essere uguale alla tensione di fondo scala che deve essere misurata; I_M deve essere uguale alla corrente di fondo scala dello strumento mentre R_M deve essere uguale alla resistenza della bobina dello strumento.

A questo punto si deve selezionare un diodo Zener avente una tensione di rottura di valore circa uguale a E_M . Il valore di R_{S2} deve essere circa il 20% del valore di $R_{S1} + R_{S2}$.

Ciò significa che quando la tensione applicata al voltmetro è minore di circa il 25% della tensione di fondo scala del voltmetro, il diodo Zener inizierà a condurre e limiterà la corrente attraverso lo strumento di circa il 25% del suo valore a fondo scala. Naturalmente, quando lo strumento viene usato senza una resistenza moltiplicatrice in serie nella gamma delle tensioni più basse del voltmetro, questo metodo di protezione non può essere usato in quanto dipende dall'avere una resistenza moltiplicatrice che può essere divisa per inserire il diodo Zener.

Protezione di voltmetri per mezzo di transistor

In fig. 3b è rappresentato un altro circuito di protezione per voltmetri; questo può essere attuato grazie al fatto che i transistor al silicio non iniziano a condurre fino a quando la tensione base-emettitore raggiunge 500 mV. Qui $R_{S1} + R_{S2}$ rappresenta la resistenza di moltiplicazione serie del voltmetro il cui valore totale è fissato come già spiegato. I valori di resistenza individuale sono scelti in modo che la tensione attraverso R_{S1} sia circa 400 mV per la corrente a fondo scala dello strumento.

In fig. 3c è rappresentato un interessante sistema di protezione usato per un registratore. In questo circuito, la base del transistor, il cui collettore ed emettitore sono posti attraverso i terminali del registratore è tenuta a una tensione positiva bassa. Finché la tensione di

fondo scala del registratore non viene superata, la giunzione base-emettitore del transistor è polarizzata inversamente e il transistor è interdetto. Quando il terminale positivo del registratore aumenta sopra questa tensione di soglia, il transistor inizia a condurre e bypassa la corrente in eccesso.

In fig. 3d è riportato il sistema di protezione a un tipo comune di circuito pilota a valvole di un registratore.

Circuiti di protezione vari

Finora abbiamo riportato i soli circuiti elettrici dei vari sistemi di protezione, ma talvolta è necessario considerare anche gli aspetti pratici di questi circuiti.

Montaggio dei circuiti di protezione sugli strumenti

Con i moderni semiconduttori, i circuiti sono così piccoli che possono essere facilmente fissati direttamente all'interno del contenitore dello strumento oppure possono essere montati su una piastrina a circuito stampato che viene fissata poi ai terminali dello strumento.

Nel caso dei circuiti di protezione più comune, cioè dei due diodi shunt a polarità opposta collegati in parallelo, il montaggio può consistere semplicemente nell'unire i due diodi insieme con del nastro e avvolgere i terminali insieme.

Tutti o qualcuno dei vari circuiti descritti in precedenza possono essere usati singolarmente oppure insieme. Comunque essi possono anche non dare dei buoni risultati se ad essi viene applicata una tensione di sovraccarico abbastanza elevata. L'unico sistema sicuro di protezione è quello di incorporare un sistema di scatto meccanico oppure un fusibile in serie con lo strumento. Sfortunatamente però è difficile trovare con facilità in commercio fusibili che lavorino bene con correnti inferiori a 60 mA, per ovviare a questo inconveniente si può mettere un diodo shunt attraverso lo strumento con il fusibile.

CIRCUITI DI RITARDO CON TRANSISTOR

ELETRONICA INDUSTRIALE

Il Parte

3. Circuito di ritardo con stadio finale di potenza

Il secondo circuito di ritardo lavora con lo stesso principio di quello precedentemente descritto, benché la tensione di compensazione per l'amplificatore venga prelevata da un circuito a ponte.

Si hanno quindi qui alcuni vantaggi, che vengono descritti in seguito.

Il principio di funzionamento deve essere descritto tenendo presente la figura 8.

Se si applica ai morsetti la tensione U si presenta al nodo K1, con transistore T1 interdetto, una tensione

$$U_{R_3} = U \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (15)$$

nello stesso tempo la tensione U_C al condensatore sale secondo la formula (1) corrispondente alla costante di tempo $R_1 \cdot C$. Solo quando la tensione del condensatore U_C ha superato il valore di tensione $U_{R_3} + U_{BE}$, viene pilotato il transistore T1 inserito nel ramo del ponte e può realizzare ulteriori fenomeni di commutazione.

Poiché la tensione di compensazione U_{R_3} è in un rapporto parziale fisso (vedi formula 15) con la tensione di alimentazione, il ritardo all'attrazione è qui ampiamente indipendente dalle oscillazioni della tensione di alimentazione U . Disinserendo la tensione di alimentazione, il transistore T1 interdice subito.

Il condensatore si scarica lentamente attraverso le resistenze R_1, R_2, R_3 .

Solo quando il condensatore è scaricato (cioè dopo un minimo di 3-4 costanti di tempo) il temporizzatore è nuovamente in condizioni di creare un ritardo di attrazione esattamente identico.

$$T_w = 3...4 \cdot (R_1 + R_2 + R_3) \cdot C$$

Per rendere più rapida la scarica, si può « shuntare » l'elevata resistenza di carico R_1 con inserzione in parallelo di un diodo D1.

Il tempo di scarico diventa sensibilmente più breve, poiché le resistenze R_2 ed R_3 devono essere di valore ohmico relativamente basso.

Il tempo di ripristino è quindi

$$T_w \approx 4 \cdot (R_2 + R_3) \cdot C \quad (16)$$

Il circuito della figura 9 è realizzato secondo il principio precedentemente descritto.

Chiudendo il commutatore S, inizia la carica del condensatore. Dopo il tempo di ritardo stabilito, il relé M si eccita. Se l'interruttore viene nuovamente aperto, il relé cade senza ritardo elettronico.

Dopo il tempo di ripristino T_w , il fenomeno può ricominciare.

In particolare avviene quanto segue: se il transistor T1 conduce, anche il transistor T2 collegato in cascata conduce.

Il transistor T2 funziona come un puro amplificatore di corrente.

Le resistenze R_2 , R_3 devono quindi essere di basso valore ohmico. Si utilizza la seguente formula per il dimensionamento:

$$R_2 + R_3 = \frac{U}{10 \dots 20 \cdot J_{BT3}} \quad (17)$$

In questa formula è stabilita la somma di R_2 ed R_3 . Nella scelta del rapporto $R_2 : R_3$ (rapporto di partitore) bisogna riflettere che la caduta di tensione su R_3 rappresenta la tensione di compensazione per l'amplificatore. Perciò valgono le stesse considerazioni illustrate nella prima parte di questo articolo che hanno portato al risultato che è una soluzione ottimale scegliere la tensione di compensazione $0,63 \cdot U$.

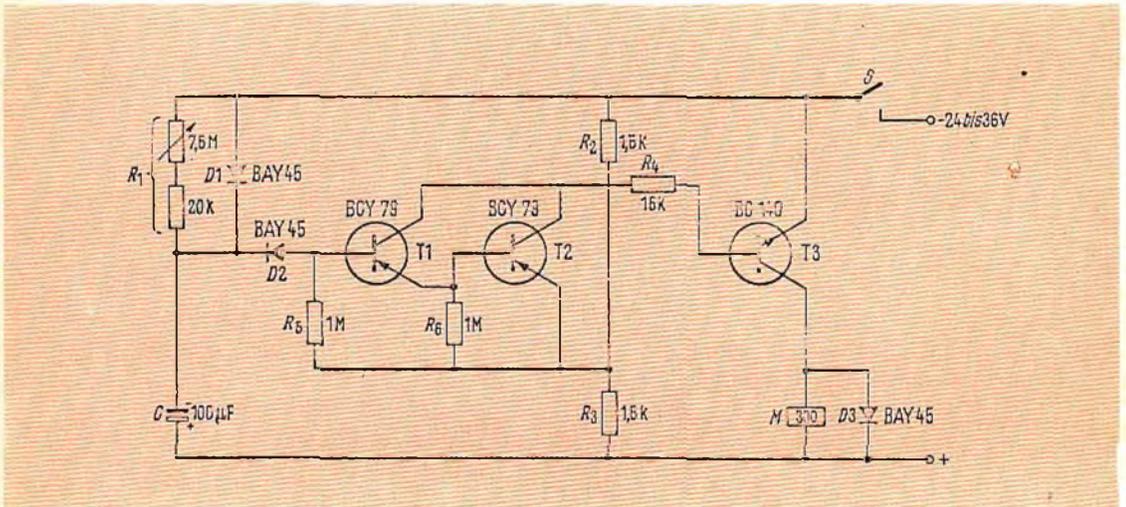


Fig. 9 - Circuito di ritardo con stadio finale di potenza per tempi di ritardo fino a 500 secondi. M: relé di commutazione 15 tipo V 23009 - A 0007 - B 051.

La corrente di collettore amplificata scorre, attraverso R_4 , alla base del transistor T3 e anche questo conduce provocando l'attrazione del relé M.

È evidente dal circuito, che la corrente di base J_{BT3} del transistor T3, uguale alla corrente di emettitore J_{ET2} di T2, scorre anche attraverso la resistenza partitrice di tensione R_3 .

Perciò la caduta di tensione a questa resistenza non deve essere sensibilmente varia.

Ciò significherebbe:

$$R_2 : R_3 = 0,37 : 0,63 \quad (18)$$

per motivi pratici viene spesso scelto

$$R_2 = R_3 \quad (19)$$

La differenza non ha molto valore, poiché la tensione di intervento dell'amplificatore $U_{BE1} + U_{BE2} + U_{D2}$ viene senz'altro sommata alla tensione U_{R3} .

Con ciò la sensibilità di un circuito a ponte con ripartizione simmetrica di tensione è senz'altro la più elevata. La ten-

sione di commutazione U_c si ha quindi da:

$$U_c = U \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U_{BE1} + U_{BE2} + U_{D2} \quad (20)$$

Il diodo al silicio D2, nel ramo del ponte agisce come diodo di protezione. Esso è indispensabile per quei casi in cui la tensione di compensazione è maggiore della tensione inversa U_{EB0} di 5-7 V del primo transistor.

Non appena sono stati fissati la tensione di commutazione U_c e il rapporto di partitore $R_2 : R_3$, può essere dimensionata anche la resistenza R_4 .

Il valore di tale resistenza si ha tenendo presente la corrente di base del transistor T3 (J_{BT3}) e la differenza di tensione tra la base di T3 ed il collettore di T2. Particolarmente con basse tensioni di esercizio, la tensione di riposo di collettore di T2 e la tensione U_{BE} di T3 hanno un influsso relativamente elevato.

Si ha quindi la formula

$$R_4 = \frac{1}{J_{BT3}} \cdot \left(\frac{U \cdot R_2}{R_2 + R_3} - U_{BE1} - U_{BE2} - U_{BE3} \right) \quad (21)$$

Con tensioni di alimentazioni superiori, per esempio, a 20 V ed un rapporto di partitore $R_2 : R_3 = 1$ si semplifica la formula

$$R_4 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{J_{BT3}} \quad (22)$$

Per R_4 bisogna prendere il valore normalizzato adiacente di resistenza più piccolo.

Il circuito in questione di Figura 9 è stato calcolato come segue.

Valori prescritti sono la tensione di esercizio da 24 V a 36 V e il tempo di ritardo di eccitazione richiesto di 500 secondi.

Lo stadio del relé, corredato con il relé V23009 - A0007 - A051, necessita di una corrente di base $J_{BT3} = 1,2 \text{ mA}$.

Si premette il calcolo del semplice stadio finale del relé. ($R_2 + R_3$) si ricava dalla formula (17)

$$R_2 + R_3 = \frac{U}{10 \cdot J_{BT3}} = \frac{36 \text{ V}}{10 \cdot 1,2 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega$$

Il rapporto di partitore 1 : 1 fornisce $R_2 = R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

La resistenza R_4 si ricava dalla formula (22) semplificata

$$R_4 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{J_{BT3}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{36 \text{ V}}{1,2 \text{ mA}} = 15 \text{ k}\Omega$$

Per il dimensionamento della resistenza di carico R_1 deve essere nota la corrente di ingresso del temporizzatore (corrente di base J_{BT1} del transistor T1).

Il valore di tale corrente è dipendente dall'amplificazione di corrente B_1 del transistor T1 e dall'amplificazione di corrente B_2 del transistor T2.

Con i transistori BCY 79, qui scelti, può essere accertato, con sufficiente sicurezza, un fattore di amplificazione $B = 100$.

$$J_{BT1} = \frac{J_{BT3}}{B_1 \cdot B_2} = \frac{1,2 \text{ mA}}{100 \cdot 100} = 0,12 \mu\text{A} \quad (23)$$

Con le formule (25) e (5) si calcola la resistenza di carico R_1 .

$$U_c = U \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U_{BE1} + U_{BE2} + U_{D2} = \text{vedi (20)}$$

$$= 36 \text{ V} \cdot 0,5 + 0,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 19,8 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{U - U_c}{J_{BT1}} = \frac{16,2 \text{ V}}{0,12 \mu\text{A}} = 135 \text{ M}\Omega \quad \text{vedi (5)}$$

Per i motivi citati nel capitolo 1.3. è tuttavia, consigliabile non utilizzare, per il condensatore elettrolitico al tantalio qui scelto, una resistenza di carico troppo elevata.

Scegliamo $R_{1 \text{ max}} = 7,5 \text{ M}\Omega$. Nella determinazione del valore minimo di R_1 non dovrebbe, anche qui, essere superata la corrente di base $I_{BT1 \text{ max}}$ ammessa.

Inoltre bisogna prestare attenzione che questa corrente scorre anche attraverso la resistenza di partitore R_3 e deve essere al massimo circa 1/10 della corrente parziale.

Nel nostro esempio la corrente parziale ammonta a

$$J_T = \frac{U}{R_2 + R_3} = \frac{36 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 12 \text{ mA}$$

1/10 di tale valore è quindi 1,2 mA.

Poiché la corrente limite di base è 20 mA, la limitazione è a 1,2 mA.

$$R_{1 \text{ min}} = \frac{U - U_C}{1/10 \cdot J_T} = \frac{16,2 \text{ V}}{1,2 \text{ mA}} = 13,5 \text{ k}\Omega \quad (24)$$

Scegliamo una resistenza di protezione di 20 k Ω .

Da ciò si deve calcolare la necessaria capacità del condensatore di carica

$$C = \frac{t}{0,7 \cdot R} = \frac{500 \text{ s}}{0,7 \cdot 7,5 \text{ M}\Omega} = 95 \mu\text{F}$$

Venne scelto $C = 100 \mu\text{F}$.

Le resistenze di dissipazione R_S e R_6 non sono necessarie fino a temperature ambienti $T_u \leq 45^\circ\text{C}$ grazie alla ridotta corrente inversa J_{CBO} dei transistori al silicio.

Se il circuito deve lavorare ancora impeccabilmente anche a temperature più elevate (per es. a $T_u = 70^\circ\text{C}$), devono essere previste resistenze di dissipazione. Il calcolo di tali resistenze può avvenire approssimativamente con la formula:

$$R_{ds} = \frac{U_{BE \text{ min}}}{J_{CBO} (70^\circ\text{C})} \quad (25)$$

$U_{BE \text{ min}}$ viene generalmente scelta di 0,5 V.

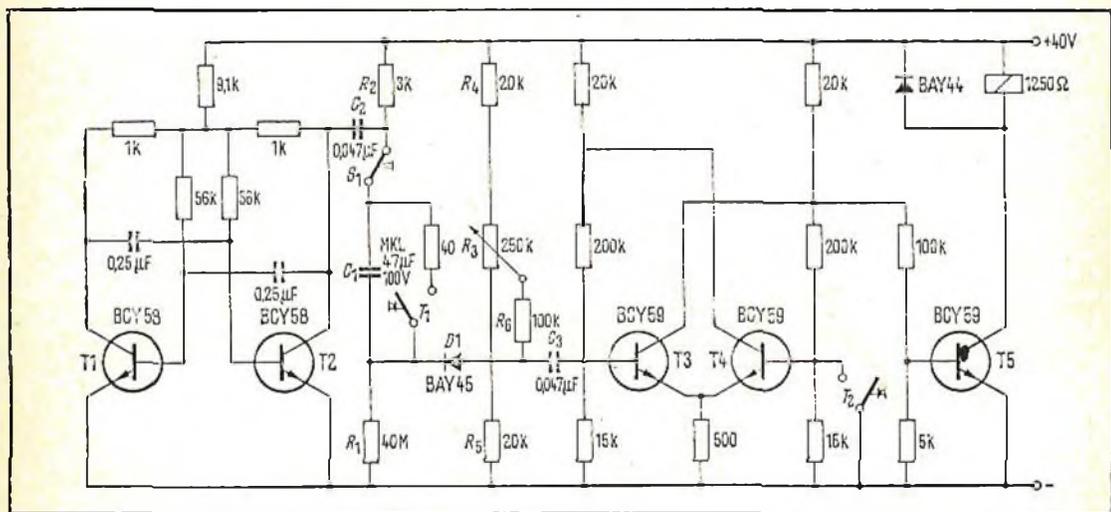


Fig. 10 - Circuito a lungo ritardo fino a 4000 secondi con sovrapposizione di impulsi. Re: microrelé L tipo V 23012 - A 021 - B 104.

Condensatore

Poiché la tensione di commutazione è all'incirca uguale alla metà della tensione di batteria, si ha, per il tempo di ritardo t , con le esecuzioni precedenti

$$t = 0,7 \cdot C \cdot R \quad \text{vedi (4)}$$

4. Circuito a lungo tempo di ritardo con sovrapposizione di impulsi

Nel temporizzatore di Figura 10, il condensatore di carica determinante di tempo C , viene caricato, attraverso una resi-

UN UOMO FATTO DA SE'



AGENZIA GAIICI 359

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

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

RADIO STEREO - ELETTRONICA - TRANSISTORI
ELETTROTECNICA - TV A

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

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

RICHIEDETE SUBITO L'OPUSCOLO GRATUITO A COLORI ALLA



Scuola Radio Elettra
 Via Stellone 5/108
 10126 Torino



Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23816 1008 del 23-3-1955

108



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE
SPEDITEMI GRATIS L'OPUSCOLO DEL CORSO:
 (SEGNARE COSÌ IL CORSO CHE INTERESSA)
 RADIO ELETTRONICA TV - LINGUE
 FOTOGRAFIA CORSI PROFESSIONALI
 ELETTROTECNICA

MITTENTE - NOME _____
 COGNOME _____
 VIA _____
 COD. POST. _____ CITTÀ _____ PROV. _____



stenza di carico R_1 , con corrente continuata alla quale sono sovrapposti impulsi periodici.

Dopo l'inizio della carica del condensatore, tali impulsi, attraverso un condensatore di accoppiamento, commutano un multivibratore bistabile che porta ad eccitare lo stadio finale del relé.

La prima parte del circuito rappresenta un multivibratore astabile che viene utilizzato come generatore di impulsi.

La tensione di esercizio del circuito di 40 V viene ripartita, con l'aiuto della resistenza da 9,1 k Ω , in modo tale che il multivibratore viene alimentato con una tensione di 4 V e quindi genera impulsi rettangolari all'incirca dello stesso valore.

Tali impulsi vengono trasformati (differenziati) in impulsi a picco, tramite il condensatore C_2 e la resistenza R_2 e quindi accoppiati nel circuito di corrente continua.

Il rendimento del multivibratore astabile come del multivibratore bistabile, ri-

conoscibile nella parte destra del circuito, non deve essere ulteriormente chiarito poiché essi sono ampiamente conosciuti come circuiti singoli ed indipendenti.

Il sistema di funzionamento dell'intero temporizzatore viene chiarito utilizzando lo schema a blocchi (figura 11).

Se l'interruttore S_1 viene chiuso, inizia il periodo del tempo di ritardo con la carica del condensatore C_1 attraverso le resistenze R_2 ed R_1 .

Alla corrente continua di carica vengono sovrapposti gli impulsi del multivibratore astabile.

Il condensatore C_2 serve per l'accoppiamento di questi impulsi. All'inizio della carica cade quasi l'intera tensione di esercizio alla resistenza di carica R_1 di valore molto elevato in confronto ad R_2 .

La progressiva carica del condensatore C_1 provoca una caduta esponenziale della tensione continua alla resistenza R_1 .

Tenendo ulteriormente presente gli impulsi sovrapposti, si ha l'andamento di

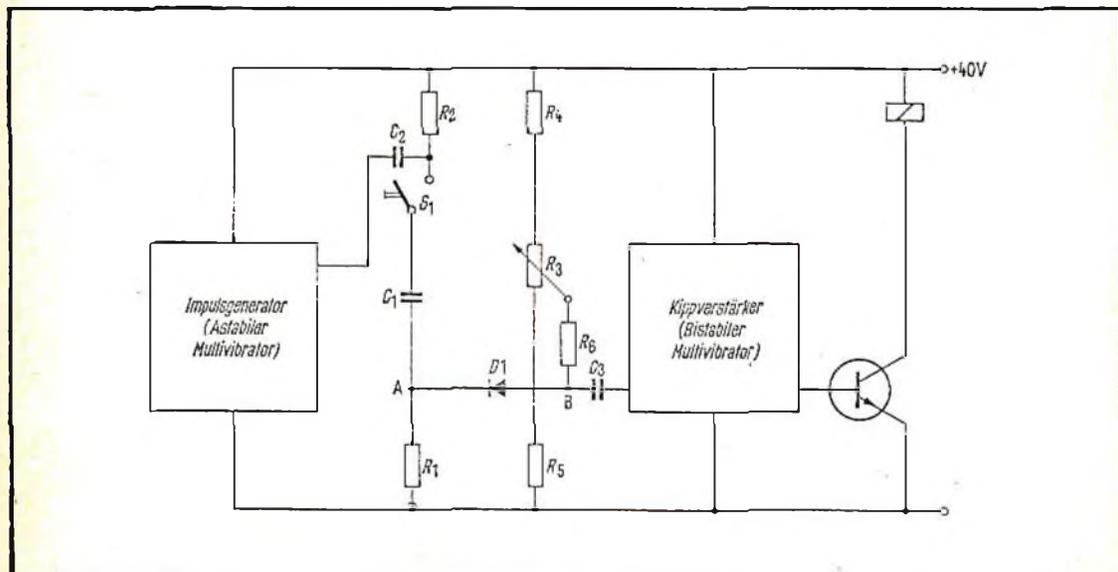


Fig. 11 - Schema di principio del circuito a lungo ritardo con sovrapposizione di impulsi.

Gli impulsi, sovrapposti alla corrente di carica della cellula RC inseriscono l'amplificatore di commutazione, non appena il diodo D_1 diventa conduttore. Questo è il caso in cui dopo uno specifico tempo di carica, la tensione tra il punto A e il polo negativo è diventata inferiore alla tensione tra il punto B e il polo negativo stabilito, tramite un partitore di tensione, inizialmente ad un valore precisato.

tensione su R_1 rappresentato in figura 12. Non appena il potenziale al nodo del circuito contrassegnato con A è diventato così basso, da essere più negativo del valore della tensione diretta del diodo D1 nei confronti del potenziale stabilito al punto B tramite il potenziometro R_3 , può giungere al condensatore di accoppiamento C_3 l'impulso di scatto e porta quindi a commutare il multivibratore bistabile.

Il transistor dello stadio finale T5 conduce e inserisce il relé.

La durata del tempo di ritardo viene regolata, a gradini, alla resistenza R_3 .

Ciò ha il vantaggio che non deve essere regolata la resistenza R_1 di alto valore ohmico (come usualmente fatto) bensì, in sostituzione, può essere utilizzato, per la determinazione del tempo, un potenziometro di valore ohmico relativamente basso.

Con ciò si ha la possibilità di racchiudere in un singolo blocco di resina l'intera cellula RC, cosicché da renderla insensibile contro influssi esterni quali correnti di dispersione provocate dall'umidità.

Un altro sensibile vantaggio di questo circuito con sovrapposizione di impulsi è

parallelo disturbanti che ridurrebbero la costante di tempo del circuito.

Solo la corrente inversa del diodo D1 influenza la costante di tempo nei limiti entro i quali viene limitato con ciò il valore della resistenza di carico.

4.1. Dimensionamento

La tensione di impulso U_i , non dovrebbe essere inferiore ad 1 V ma non superiore ad $1/10$ della tensione di alimentazione U_b

$$1 \text{ V} < U_i < 1/10 U_b$$

Per il dimensionamento della cellula di tempo bisogna premettere che la resistenza interna del generatore di impulsi R_G è inferiore alla resistenza di ingresso del temporizzatore R_E e che la resistenza R_2 deve avere un valore intermedio.

In tale modo si ottiene che l'impulso giunge effettivamente al temporizzatore

$$3 R_G < R_2 < 1/5 R_E \quad (27)$$

Una considerazione più precisa può sembrare trascurata poiché le particolarità del generatore di impulsi come pure

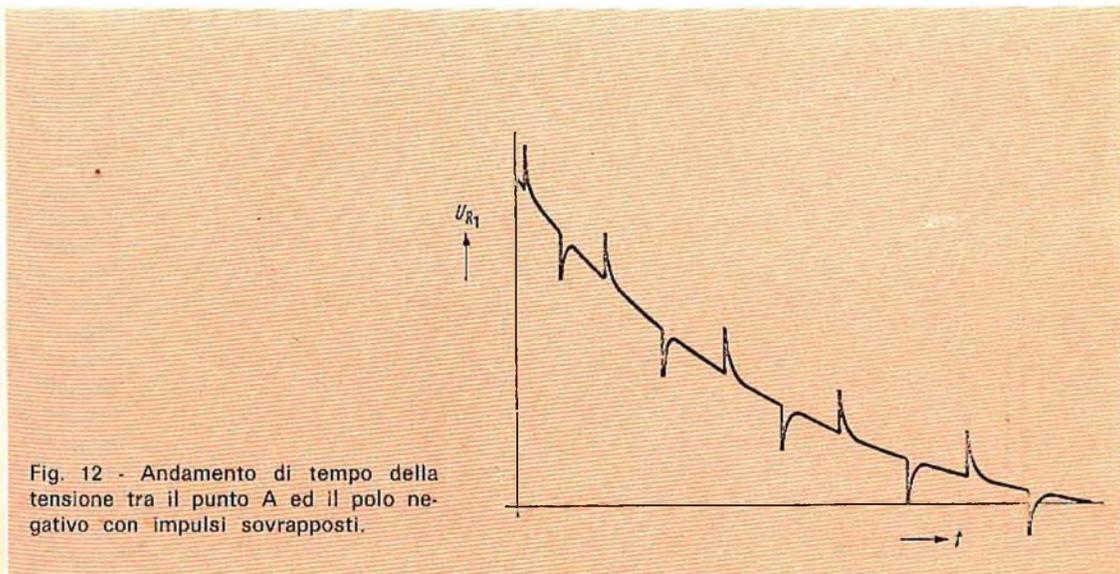


Fig. 12 - Andamento di tempo della tensione tra il punto A ed il polo negativo con impulsi sovrapposti.

che non si ha alcun accoppiamento galvanico tra la sezione di comando (cellula datrice di tempo) e parte amplificatrice.

Con ciò non si presentano resistenze in

del temporizzatore comandato, vengono consapevolmente trascurate.

Per poter soddisfare la condizione (27) l'utilizzatore ha, per esempio, la possi-

bilità di rendere ad elevato valore ohmico il suo speciale temporizzatore tramite l'inserzione in serie di uno stadio amplificatore a transistori. Per la resistenza R_2 si ha inoltre che questa deve essere di valore ohmico sensibilmente più

Il partitore di taratura R_3, R_4, R_5 viene scelto ancora a basso valore ohmico

$$R_3 + R_4 + R_5 < R_6 \quad (30)$$

Le resistenze fisse R_4 ed R_5 , in serie con il potenziometro R_3 , portano il vantaggio

Tabella 2

60 Min.	valore di tempo a 20 °C di temperatura ambiente
59'	42"
60'	9"
59'	54"
60'	28"
59'	42"
59'	34"
60'	20"
59'	34"
60'	20"
59'	59"

Tabella 4

massimi valori di tempo misurati con il circuito a sovrapposizione di impulsi	
70'	10"
70'	42"
70'	0"
71'	23"
70'	41"

basso della resistenza di carico R_1 affinché la ripartizione di tensione rimanga trascurabile

$$R_2 < 1/100 \cdot R_1 \quad (28)$$

La corrente inversa del diodo J_R non può provocare una caduta di tensione su R_6 troppo elevata. Si tollera una caduta di tensione di 100 mV e vale quindi

di poter utilizzare per la taratura del tempo anche i punti limiti del potenziometro.

Il temporizzatore viene quindi, al più tardi, semplicemente comandato quando il condensatore C_1 è caricato con la tensione U_B dedotta la tensione di impulso U .

Una riduzione del potenziale del punto B non comporta quindi alcun aumento del tempo cosicché alla resistenza R_5 può rimanere fissa una caduta di tensione del valore della tensione di impulso

$$R_5 \cdot \frac{U_B}{R_1 + R_4 + R_5} = U \quad (31)$$

Inoltre non è assolutamente necessario, ma tuttavia consigliabile dimensionare nello stesso modo la resistenza R_4 .

Tabella 3

60 Min.	valore di tempo a 50 °C di temperatura ambiente
59'	48"
58'	40"
58'	0"
58'	17"
57'	45"

4.2. Tempo di ritardo

I tempi dell'ordine di grandezza di un'ora vennero ottenuti con un campione di un condensatore MKL (C_1) con la più grossa capacità commerciale di 47 μ F.

Quale maggiore resistenza di carico R_1 venne utilizzata una resistenza fissa di 40 M Ω a causa della corrente inversa del diodo per la quale vennero dati circa 20 nA.

Se sono necessari solamente brevi tempi di ritardo, è più conveniente, dal punto di vista economico, utilizzare inferiori capacità di carica.

$$R_6 < \frac{100 \text{ mV}}{J_R} \quad (29)$$

Con i valori $C_1 = 47 \mu\text{F}$ e $R_1 = 40 \text{ M}\Omega$ la costante di tempo T è:

$$T = R_1 \cdot C_1 = 40 \text{ M}\Omega \cdot 47 \mu\text{F} = 1880 \text{ s}$$

Il maggior tempo di ritardo ottenibile è ca.

$$t = 2 \dots 3 \cdot R_1 \cdot C_1 \quad (32)$$

Con elevate tensioni di alimentazione viene raggiunta la tensione di commutazione U_c dopo 2-3 costanti di tempo.

Bisogna far osservare che il calcolo di un tempo di ritardo ottimale tramite la durata di una costante di tempo non è sempre valida allo stesso modo per questo circuito a sovrapposizione

$$U_c = U_B - U_i - U_{FD1} \quad (33)$$

Con la tensione di alimentazione $U_B = 40 \text{ V}$, la tensione di impulso $U_i = 4 \text{ V}$ e la caduta di tensione del diodo $F_{FD1} = 0,5 \text{ V}$ si ha per U_c

$$U_c = 40 \text{ V} - 4 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 35,5 \text{ V}$$

Secondo la formula 1, la carica del condensatore alla tensione U_c ha quindi una durata di $2,21 \cdot R_1 \cdot C_1$, come il calcolo seguente conferma

$$U_c = U_B \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}\right) \quad \text{vedi (1)}$$

$$35,5 \text{ V} = 40 \text{ V} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}\right)$$

perciò

$$t = \text{Log} \left[\frac{1}{1 - \frac{35,5}{40}} \right] \cdot R_1 \cdot C_1 =$$

$$= 2,21 \cdot R_1 \cdot C_1$$

Con il valore calcolato sopra per la costante di tempo si ha un tempo di ritardo

$$t = 2,21 \cdot 1880 \text{ s} = 4150 \text{ s} \approx 69 \text{ min}$$

4.3. Osservazioni per l'impiego

Invece di un multivibratore bistabile può essere pilotato, con la cellula di tempo in questione, un multivibratore monostabile che fornisce un impulso rettangolare di breve durata, cosicché, per esempio,

un apparecchio può essere inserito con un'ora di ritardo e disinserito dopo breve tempo.

4.4. Risultati di misura

Nelle tabelle 2 - 3 - 4 sono riportati i risultati di misura che indicano la prestazione e il grado di affidamento del circuito sopra descritto:

Si ha tra i singoli tempi misurati una differenza massima di 1,5% alla medesima temperatura.

L'errore probabile è ancora più ridotto.

La precisione di ripristino è buona se il condensatore, nel riportare il circuito alla condizione iniziale, viene sempre scaricato nello stesso modo.

Le differenze sono invece notevoli se il condensatore viene scaricato a diverse velocità. Ad una temperatura ambiente di 50°C si stabilisce un errore del 4% nei confronti del valore di tempo medio alla temperatura ambiente di 20°C .

È desiderabile che un circuito di tempo possa essere inserito in un'ampia gamma di temperatura.

I condensatori funzionano regolarmente solo entro i limiti $-20^\circ\text{C} \div +70^\circ\text{C}$.

Le resistenze, il relé e tutti gli altri componenti sono senz'altro utilizzabili in questa gamma di temperatura.

I valori misurati per il circuito a sovrapposizione di impulsi mostra che i tempi di ritardo variano, con la temperatura, meno di quanto ci si potrebbe attendere a causa della forte dipendenza dalla temperatura dei valori di capacità.

L'aumento di capacità del condensatore viene sovra-compensato tramite la variazione, con la temperatura, delle caratteristiche di ingresso del transistor e della caduta di tensione dei diodi.

Sarebbe anche possibile, tramite opportuno adattamento del condensatore, dei transistori e dei diodi ottenere una costanza dei tempi di commutazione ulteriormente migliorata.

5. Indicazione per la scelta dei transistori

La scelta dei transistori nei circuiti dati deve essere seguita tenendo conto dei seguenti punti di vista.

1. La tensione inversa U_{CE0} dei transistori deve essere superiore alla tensione di batteria scelta.
2. La massima corrente di collettore non può essere superata.
3. I transistori devono avere ridotte correnti inverse.

Ulteriori dati, quali frequenze limite, linearità, resistenza termica e amplificazione di corrente, sono poco importanti.

Transistori quasi ideali per questi circuiti di ritardo sono i tipi professionali al silicio BCY 58/59 e i corrispondenti tipi complementari BCY 78/79.

I transistori hanno una tensione inversa U_{CE0} di 45 V e sopportano correnti di collettore I_C fino a 200 mA. La corrente inversa estremamente ridotta ($I_{CBO} = 0,6$ nA a $T_{amb} = 45$ °C e $U_{CB} = 20$ V) ne permette, con poche eccezioni l'impiego in tutti i circuiti dallo stadio di ingresso fino allo stadio finale.

Titolo originale: « Verzoegerungsschaltungen mit Transistoren » Siemens Aktiengesellschaft - Berlino - Monaco.

Il volo di andata e ritorno dell'Apollo 8 verso la Luna ha richiesto, fra le altre cose, il più complesso sistema di calcolatori elettronici e di programmi nella storia del volo spaziale. Ha provveduto allo scopo il gigantesco centro elettronico di Houston, sede del cosiddetto Real Time Computer Complex (cioè complesso di calcolo in tempo reale), dotato di una serie di Sistemi IBM.

Dal centro di Houston sono stati effettuati tutti i calcoli relativi alle correzioni di traiettoria durante il volo nonché i calcoli relativi alle entrate e alle uscite dalle orbite della Terra e della Luna. Per permettere al calcolatore di eseguire le operazioni necessarie, è stato messo a punto uno dei più vasti « programmi » che siano mai stati scritti: « pescando » le relative istruzioni nella sua memoria, il calcolatore elettronico è stato in grado di comunicare al sistema automatico di guida dell'astronave tutti i dati connessi alle vicende del suo volo.

Oltre ai dati necessari per innestarsi correttamente nelle varie orbite, il sistema ha fornito agli astronauti, nella fase del rientro, tutte le informazioni relative alla loro posizione, attimo per attimo, rispetto al punto previsto di ammaraggio. Il complesso di sistemi di Houston ha inoltre collaborato alla missione Apollo con una serie di prestazioni, fra le quali si può ricordare la comunicazione, ogni mezzo secondo, della posizione e della velocità dell'astronave durante il lancio, evidenziate su speciali terminali video ad uso dei controllori di volo; la redazione di una tabella delle posizioni previste nei minuti immediatamente seguenti, così da permettere ai controllori eventuali simulazioni ed esperimenti; il controllo delle centinaia di strumenti di bordo, collegati via telemetro al Centro spaziale.

Anche le condizioni biomediche dell'equipaggio dell'Apollo 8 sono rimaste costantemente sotto controllo degli elaboratori IBM del Centro di Houston: istante per istante l'équipe di medici della NASA è stata in grado di conoscere le condizioni fisiche degli astronauti, le loro reazioni in ogni fase del volo, e perfino la tranquillità del loro sonno. Nel periodo di rilevazione il battito cardiaco era misurato sei volte al secondo, il ritmo della respirazione due volte al secondo.

Le misure provenienti dallo spazio mediante telemetro erano istantaneamente elaborate e visualizzate davanti ai medici della NASA e ai direttori di volo, permettendo di seguire — secondo per secondo — qualsiasi variazione nelle condizioni di Borman, Lovell e Anders. Ciò oltre ad assicurare all'equipaggio un sicuro controllo medico, ha consentito per la prima volta lo studio degli effetti sull'uomo di un prolungato volo spaziale.

Complessivamente il Centro di Houston ha eseguito circa 80 miliardi di calcoli per ogni giorno di missione, fornendo le informazioni « in tempo reale », vale a dire nello stesso istante in cui le vicende della navicella si concretavano nello spazio.

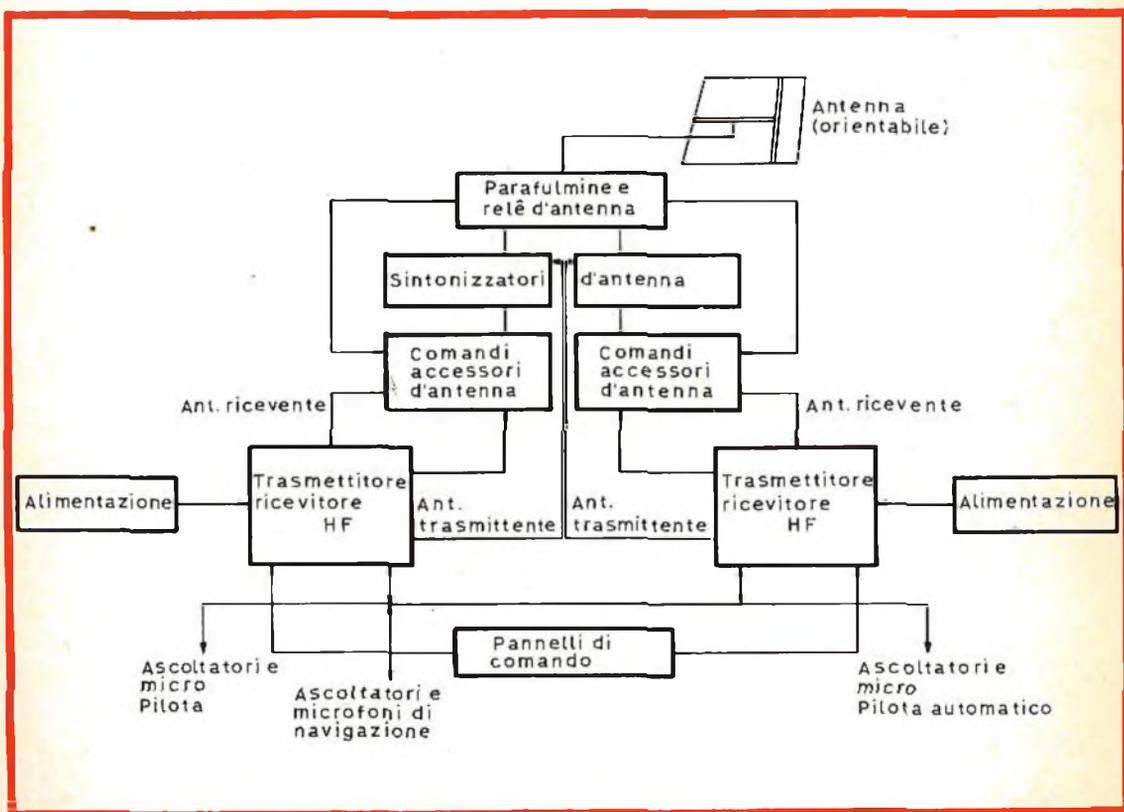
ELETTRONICA E NAVIGAZIONE AEREA

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

a cura di Ivo Andreini

Le installazioni elettroniche in uso nell'aviazione commerciale possono essere suddivise in due gruppi principali. Essi sono: 1) gli strumenti necessari alla radionavigazione aerea, quelli che servono cioè a rendere nota in ogni istante l'esatta posizione dell'aereo e ad informare il

pilota sulle condizioni esteriori interessanti la condotta di volo; 2) le apparecchiature per le radiocomunicazioni, che permettono ai piloti di mantenersi in contatto con le stazioni terrestri oppure, nel decollo e durante l'atterraggio, con le torri di controllo. Inoltre, ogni aereo è prov-



visto di un impianto interfonico destinato all'equipaggio e di un sistema di altoparlanti per le comunicazioni ai passeggeri.

Per rendersi conto della complessità e dell'importanza delle installazioni per la navigazione aerea, si consideri che in un

dello 0,5% circa, vengono trasmesse sia agli indicatori di bordo, sia al pilota automatico.

Sempre installato a terra vi è un secondo trasmettitore VHF, la cui funzione consiste nel fornire al pilota la giusta di-

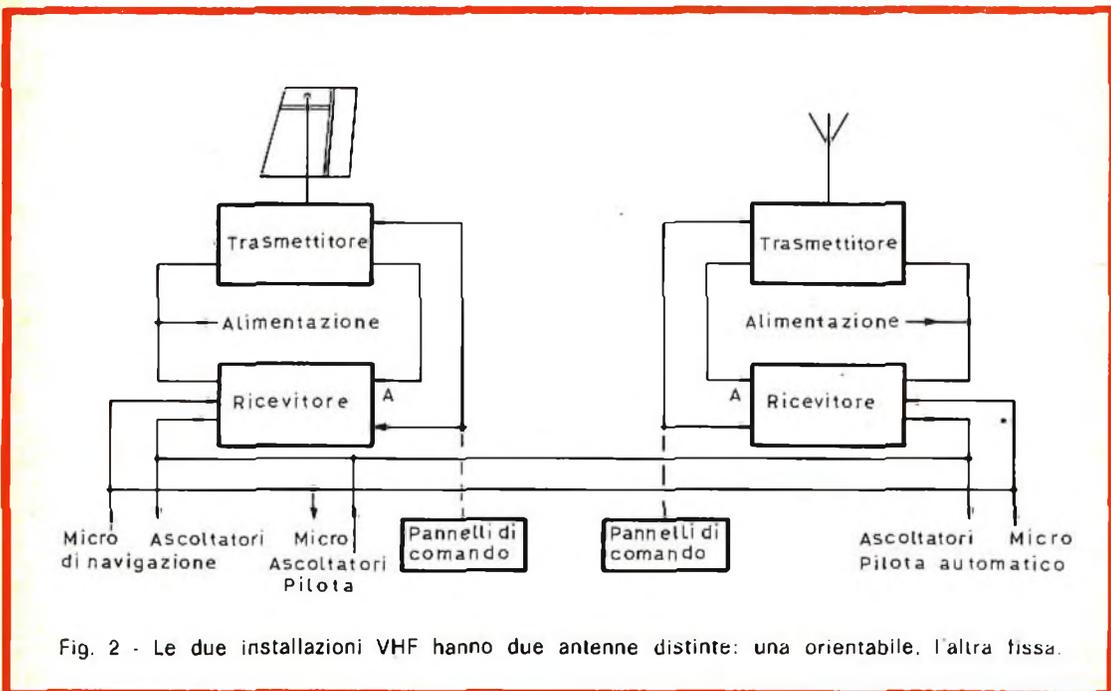


Fig. 2 - Le due installazioni VHF hanno due antenne distinte: una orientabile, l'altra fissa.

aeroporto deve essere possibile l'atterraggio anche in condizioni di non visibilità. È in questa eventualità che entra in funzione il radiofaro situato a terra. Esso si vale di un'antenna fissa e di un'antenna rotativa per trasmettere, a frequenza VHF, un segnale composito modulato a una frequenza bassa, identica a quella con cui viene fatta ruotare l'antenna mobile. Tutto l'insieme è orientato in modo che i segnali emessi si trovino in fase con il Nord magnetico.

L'apparato ricevente dell'aeromobile riceve così due segnali a bassa frequenza: uno emesso dall'antenna fissa (panoramica), la cui fase non varia, e l'altro emesso dall'antenna rotativa, la cui fase varia secondo l'orientamento azimutale. Il confronto fra le due fasi permette di conoscere l'esatta posizione dell'aereo in rapporto alla stazione e al Nord magnetico. Queste informazioni, di una precisione

reazione di atterraggio sulla pista. Esso consta di un sistema di trasmissione che emette due differenti segnali audio, su due bande parallele equidistanti, convogliate ai due lati della linea ideale di atterraggio. Il ricevitore situato sull'aereo riceverà l'uno o l'altro dei segnali, a seconda dello spostamento dell'aereo a sinistra o a destra, rispetto all'asse della pista. Anche queste informazioni vengono inviate al pilota automatico, oltre che agli strumenti indicatori, i quali devieranno in un senso o nell'altro, se l'aereo diverge dalla linea d'atterraggio, oppure resteranno perfettamente centrati, se la linea di volo corrisponde con l'asse della pista riservatagli per l'atterraggio.

Per la traiettoria di discesa il sistema di trasmissione e ricezione non differisce da quello precedente, se non per il fatto che, mentre il primo serve ad indicare la direzione di volo con due segnali laterali,

il secondo indica la giusta inclinazione di atterraggio con due segnali di diversa frequenza audio, convogliati sopra e sotto la traiettoria di discesa.

Già con queste tre apparecchiature il pilota può far assumere all'aereo la giusta direzione verso terra o verso la sua destinazione, conoscere l'asse esatta della pista, nonché la traiettoria di discesa.

Bisogna però tener presente che gli attuali aerei volano a notevole velocità e che hanno necessità di conoscere quindi tempestivamente la distanza che li separa dall'inizio della pista, assai prima che vi giungano sopra. A questa necessità provvedono tre radiosegnali, predisposti su tre punti convenientemente distanziati, sulla rotta che precede la pista. Secondo il loro dislocamento, questi segnali, modulati a frequenza acustica differente uno dall'altro, forniscono al pilota precise indicazioni sulla distanza che li separa successivamente dalla pista di atterraggio.

Consideriamo ora il comportamento in volo. Dopo il decollo, l'aereo si è orientato verso la sua rotta, nella direzione cioè che dovrà conservare per tutta la durata del volo. Per assicurare questa condizione, farà ricorso, oltre che ad altri apparecchi, al radiocompasso. Il radiocompasso è un ricevitore sintonizzato su di un trasmettitore situato a terra, munito di due antenne di cui, una panoramica e l'altra direzionale e orientabile, quest'ultima controllata in orientamento da un servo-amplificatore. Il segnale captato dalla antenna orientabile, amplificato e modulato a bassa frequenza, viene miscelato con il segnale captato dall'antenna panoramica. Può essere utilizzato un qualsiasi segnale trasmesso da una stazione a terra, purché l'ubicazione di questa sia ben nota.

Dopo la rivelazione, il segnale a bassa frequenza generato per modulare quello della stazione a terra, viene posto a confronto con quello dell'oscillazione con cui è stato prodotto. La loro fase dipende dalla posizione angolare dell'antenna orientabile, quindi la tensione di errore viene impiegata per pilotare un servoamplifica-

tore il quale, a sua volta, fa ruotare l'antenna direttiva in un senso o nell'altro, fino all'estinzione del segnale. Raggiunta la posizione in cui scompare la portante, e di conseguenza anche la modulazione, il motore che fa ruotare l'antenna si arresta, mentre la posizione di quest'ultima è visualizzata da uno speciale ripetitore che indica l'esatta direzione, e quindi la posizione della stazione trasmittente.

L'altitudine viene segnalata da un radioaltimetro che è costituito da un piccolo radar a UHF che invia impulsi verso terra, mentre un sistema di ricezione ne riprende l'eco. L'impulso di andata e quello di ritorno sono applicati ad un tubo a raggi catodici a spazzolamento circolare. Essendo sincronizzata la frequenza di spazzolamento, l'intervallo di tempo fra i due segnali viene tradotto direttamente in una misura di distanza sullo schermo graduato dell'oscilloscopio.

Completa gli apparecchi destinati alla radionavigazione un radar meteorologico che, oltre a rivelare a distanza eventuali zone di perturbazione atmosferica, consente all'occorrenza di controllare la configurazione del terreno sottostante.

Tutte le installazioni descritte, costituiscono altrettanti occhi elettronici, ma un aereo ha anche necessità di comunicazioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche. Si provvede a queste solitamente con due trasmettitori, di cui uno per le comunicazioni a grande distanza con le stazioni di servizio delle linee di navigazione aerea ed uno di minore portata per il collegamento con le torri di controllo dei campi di atterraggio e di decollo.

Il servizio interfonico di bordo, oltre a stabilire il costante collegamento alla voce fra gli uomini dell'equipaggio, servono a trasmettere ai passeggeri comunicati, notizie e musica, secondo le particolari esigenze dei servizi di volo, sia da parte della cabina di comando, sia direttamente dalle stazioni trasmittenti situate a terra lungo il percorso dell'aereo.

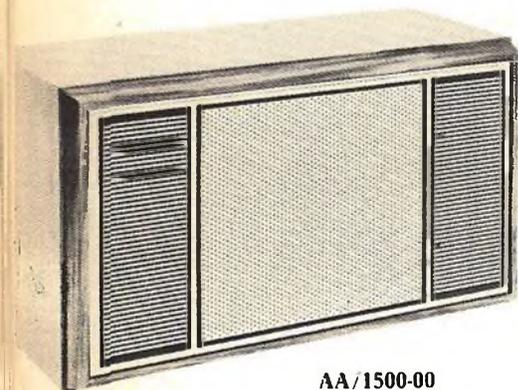
PER L'AMATORE PIÙ ESIGENTE....

una combinazione di classe professionale

a sole L. 195.000



ZA/0770-00



AA/1500-00

**LA COMBINAZIONE COMPRENDE:
UN AMPLIFICATORE STEREO DA 80 W
CON SINTONIZZATORE FM**

- RISPOSTA DI FREQUENZA
DELL'AMPLIFICATORE: $10 \pm 40.000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ dB}$
- GAMMA DI FREQUENZA
DEL SINTONIZZATORE: $87 \pm 108 \text{ MHz}$

**DUE DIFFUSORI DA 60 W
« AD EFFETTO GRANDANGOLARE »
CON ALTOPARLANTI A BASSISSIMA
DISTORSIONE**

- RISPOSTA DI FREQUENZA: $20 \pm 20.000 \text{ Hz}$

A SOLE L. 195.000

COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

Convergenza dinamica e relativi circuiti

VII Parte

In precedenza abbiamo descritto sommarlamente il funzionamento del cinescopio a maschera forata. In questo articolo ci soffermiamo sulla natura della convergenza dinamica e sui circuiti che in linea di principio si richiedono per attuarla.

Abbiamo già visto che la convergenza statica dei tre raggi elettronici su tutto lo schermo del tubo sarebbe ottenibile solo se lo schermo e la maschera costituissero parti di sfere aventi il centro nell'asse di deflessione. Tuttavia poiché il cinescopio a colori, come quello in bianco e nero, ha uno schermo leggermente curvato, si hanno di conseguenza delle distorsioni ai lati e negli angoli dello schermo, dovute alle differenti lunghezze del percorso compiuto dagli elettroni per eccitare i diversi punti dello schermo. Questo tipo di distorsione si verifica anche con i cinescopi per bianco e nero e viene denominata distorsione a cuscino. La fig. 12 illustra a titolo di esempio la distorsione che subisce l'immagine di una figura geometrica prodotta su uno schermo piatto per angoli di de-

flessione costanti, a causa del progressivo aumento del tratto percorso dagli elettroni via via che ci si avvicina agli angoli mediante spostamenti del pannello elettronico sia orizzontali che verticali. (distorsione a cuscino)

La fig. 13 illustra lo stesso tipo di distorsione mettendo in evidenza l'influenza che essa può avere sulla convergenza dei tre pennelli elettronici. Se i tre raggi convergono perfettamente al centro dello schermo, tale coincidenza può infatti mantenersi inalterata soltanto lungo un arco di cerchio avente il centro sull'asse di deflessione. A causa della maggior distanza dei punti dello schermo situati ai lati e negli angoli, i tre raggi iniziano ad un certo punto a **divergere** ed in corrispondenza del passaggio attraverso la maschera non s'intersecano più in un unico punto.

Poichè l'incremento del percorso compiuto dagli elettroni varia sostanzialmente con legge parabolica, si dovrà produrre, per mezzo di una corrente addizionale avente lo stesso andamento, un campo magnetico variabile capace di spostare convenientemente il punto di convergenza in funzione della deflessione del pennello elettronico. Se ne deduce che per la correzione della convergenza bisogna disporre di una corrente parabo-

lica variabile ciclicamente, alla frequenza di riga, per la compensazione in senso verticale.

Ai suddetti errori di convergenza, dovuti alle diversità di percorso degli elettroni, se ne aggiunge un altro, dovuto al fatto che i tre cannoni non sono sull'asse del tubo. Essi sono infatti disposti a 120° attorno ad esso e leggermente in-

clinati verso il centro. Immaginando di proiettare sullo schermo il raggio di ciascun cannone, è facile prevedere che nella direzione verso la quale è inclinato il cannone si produrrà una distorsione trapezoidale. Nella fig. 14 è infatti illustrata tale tipo di distorsione per ciascuno dei tre cannoni elettronici. Per quello del blu, posto al di sopra dell'asse del tubo si verificherà pertanto una distor-

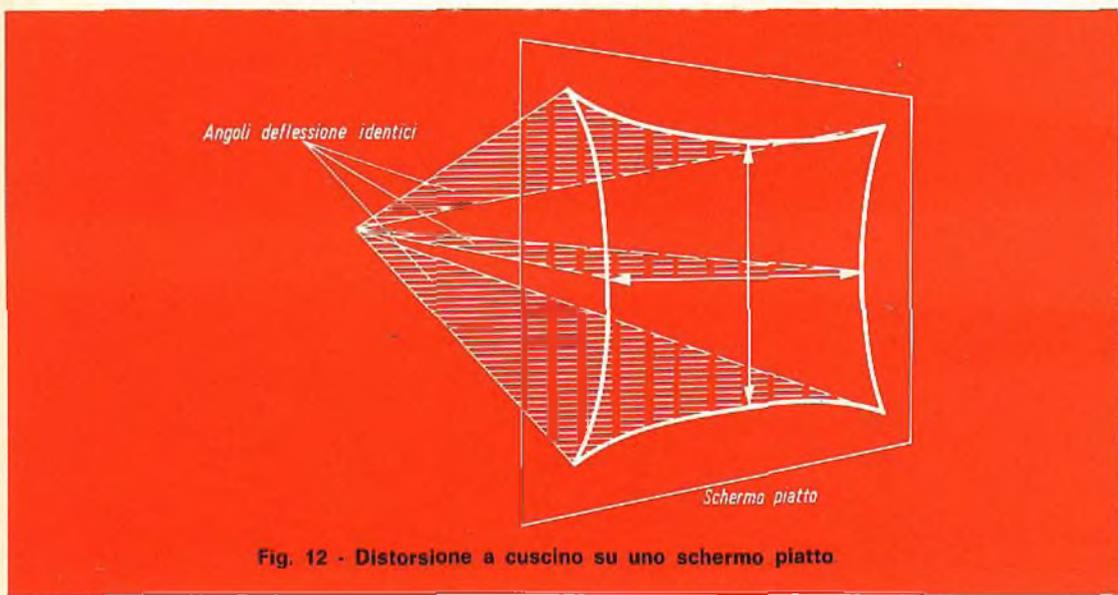
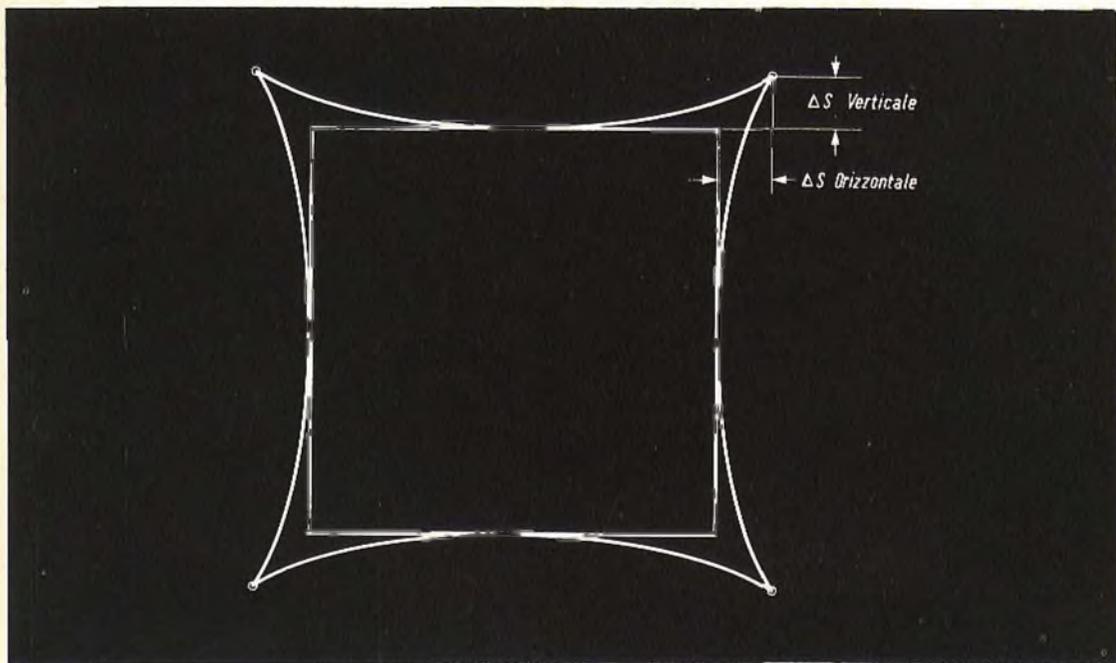


Fig. 12 - Distorsione a cuscino su uno schermo piatto.

sione a trapezio in senso verticale poiché, causa l'inclinazione verso l'asse centrale, il fascio di elettroni deve coprire una distanza maggiore per gli angoli inferiori che per quelli superiori. La distorsione trapezoidale del blu risulta quindi **simmetrica** rispetto alla linea mediana verticale.

Per il cannone del rosso la distorsione è **asimmetrica**, in quanto esso è spostato

Una distorsione trapezoidale **asimmetrica**, del tutto simile alla precedente, ma speculare della stessa rispetto a un asse verticale, si verificherà per il cannone del verde.

Anche queste diverse distorsioni trapezoidali dovranno essere opportunamente corrette. La forma d'onda richiesta per la corrente di correzione, mediante la

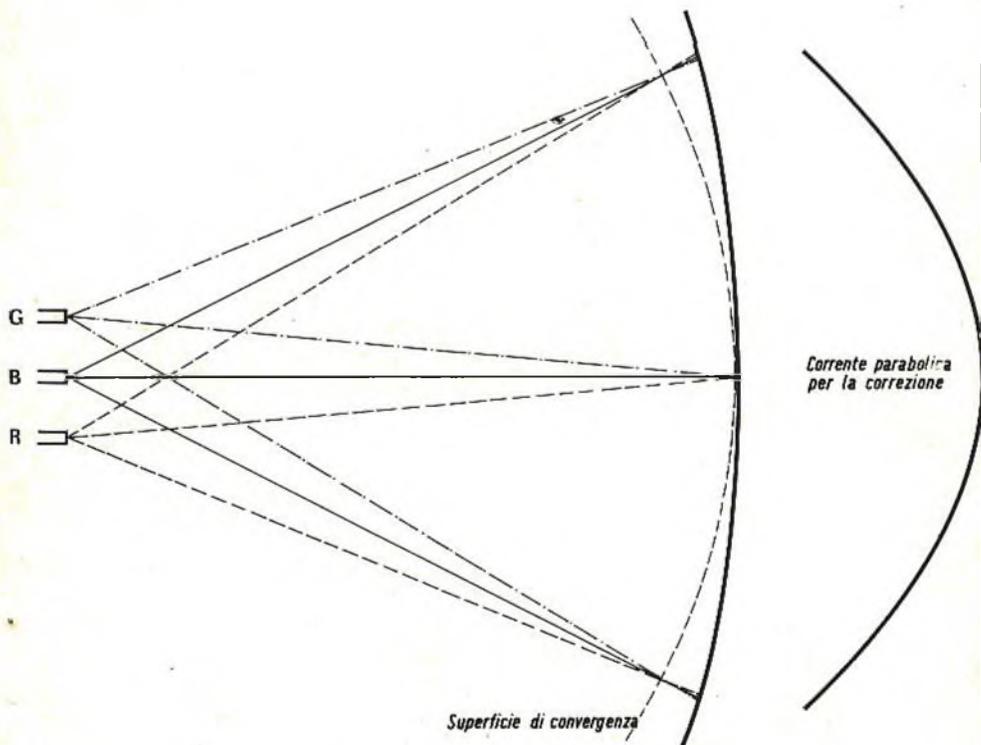


Fig. 13 - Errore di convergenza dovuto allo schermo piatto.

lateralmente in una direzione che forma 120° con la verticale passante per l'asse del tubo; la distorsione trapezoidale è quindi maggiore lungo questa direzione. La via più breve percorsa in questo caso dagli elettroni corrisponde all'angolo inferiore sinistro mentre il percorso più lungo viene fatto per raggiungere l'angolo superiore **destro**.

quale si dovrà produrre un campo magnetico capace di compensare le suddette distorsioni trapezoidali, è un **dente di sega**. Questa corrente, analogamente alla corrente parabolica, dovrà avere per i due sensi della deflessione rispettivamente la frequenza della scansione orizzontale e verticale.

Allo scopo di illustrare la forma complessiva richiesta per la corrente di correzione che deve compensare gli errori di convergenza dovuti alle differenze di percorso che si hanno ai lati dell'immagine e le distorsioni conseguenti all'inclinazione verso l'asse del tubo dei tre cannoni elettronici, nella fig. 15 sono state indicate le posizioni dei tre punti di colore ai quattro lati dello schermo quan-

sarà pertanto necessario fare circolare nell'unità di convergenza delle correnti di forma e ampiezza opportune sia alla frequenza di riga che alla frequenza di quadro. Teniamo inoltre presente che il pennello elettronico del cannone blu può essere deviato dal campo magnetico dell'unità di convergenza delle correnti verticale. Poiché non si verifica, per il cannone del blu alcuna distorsione tra-

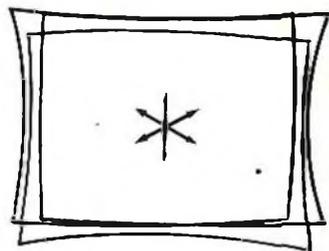
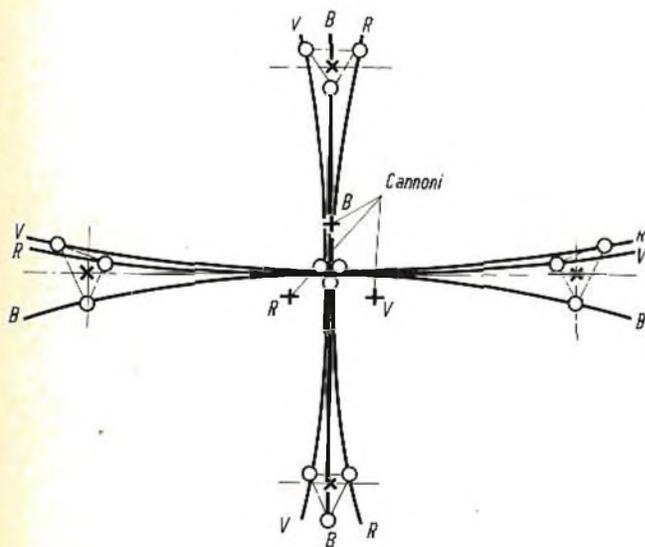


Fig. 14 - Errori di trapezoidalità dovuti all'essere i tre cannoni spostati di 120° l'uno rispetto all'altro.

do non viene effettuata alcuna correzione della convergenza dinamica. I centri di deflessione dei tre raggi elettronici e le posizioni dei tre punti di colore sono rappresentati come se fossero visti dalla parte dello schermo.

Considerando dapprima il cannone del blu, si vede che a causa della prevalente distorsione trapezoidale verso la parte inferiore dell'immagine, il punto del blu subisce una deviazione rispetto al punto di convergenza più marcato verso il basso che nella parte superiore. Queste due deviazioni sono circa proporzionali alle deformazioni che subisce il riquadro blu rispetto all'immagine ideale (v. fig. 14).

Nella stessa figura si può osservare che, sia sul lato sinistro che sul lato destro, i punti blu distano dai centri ideali di convergenza della stessa entità. Per compensare queste ulteriori distorsioni

pezzoidale in senso orizzontale, la relativa corrente di correzione dovrà compensare soltanto i difetti di convergenza dovuti alla maggiore distanza percorsa dagli elettroni in corrispondenza dei lati dell'immagine. La corrente di correzione in senso orizzontale per il cannone del blu acquista quindi una forma puramente parabolica disposta simmetricamente rispetto all'asse del tubo considerato verticale.

Se si considera come zero di riferimento il punto di minimo della corrente parabolica, tale punto per la corrente orizzontale del blu viene a trovarsi sull'asse del tubo. L'intensità della corrente parabolica ai lati destro e sinistro dell'immagine sarà quindi proporzionale alla deviazione che deve subire il pennello elettronico lungo la scansione per ottenere la dovuta correzione della convergenza.

Mediante questa corrente di correzione si riesce a fare in modo che, per tutta la deflessione orizzontale, i punti di colore blu coincidono con i punti di esatta convergenza sia ai lati che al centro dell'immagine.

Nel senso verticale invece, l'immagine risulterà ancora spostata verso il basso a causa della distorsione trapezoidale. Il

questa componente viene quindi ad aggiungersi alla corrente simmetrica parabolica normalmente richiesta per compensare la distorsione causata dalle differenze di percorso del pennello elettronico durante la scansione in senso verticale. La corrente totale di correzione, formata dalle suddette due componenti, acquista così la forma di una **parabola asimmetrica** avente minor ampiezza in

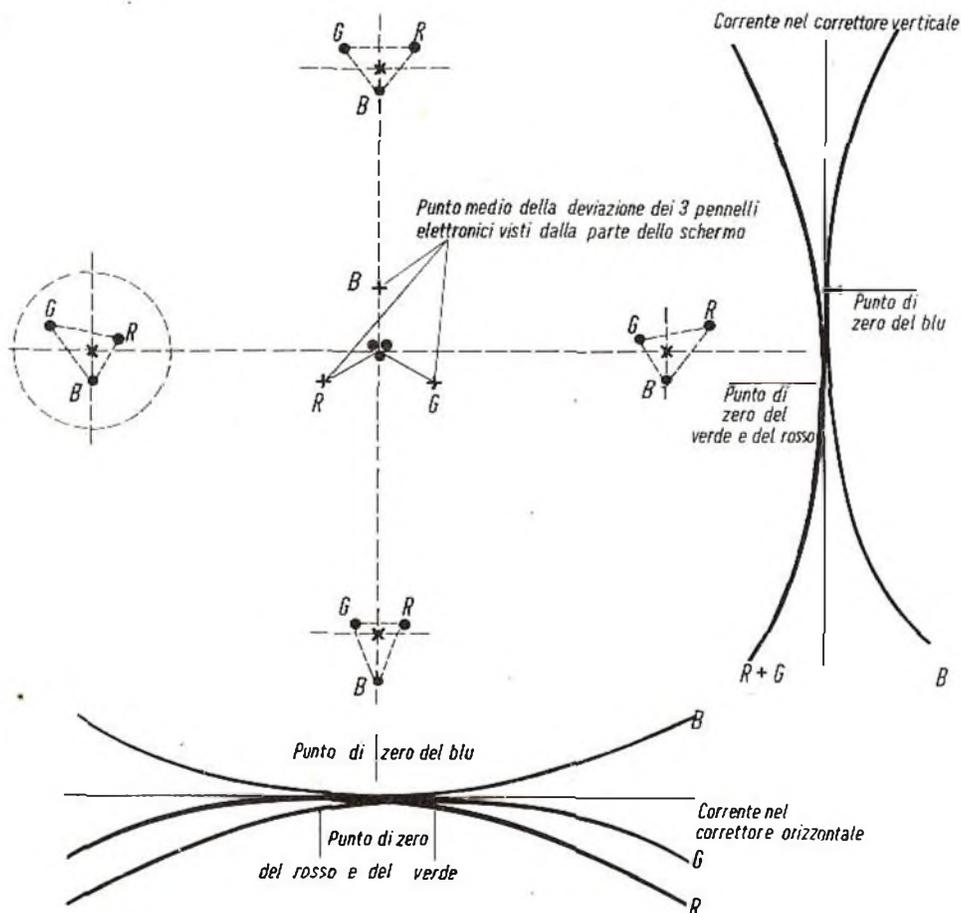


Fig. 15 - Errori di convergenza ed andamento delle relative correnti di correzione.

pennello del blu dovrà quindi essere deviato verso l'alto ed in misura minore per il lato superiore che per quello inferiore della figura. In contrasto con quanto avviene per la correzione in senso orizzontale, dovrà essere pertanto prevista una componente **aggiuntiva a dente di sega** capace di produrre uno spostamento differenziato dell'immagine verso l'alto;

corrispondenza del lato superiore della immagine e uguale andamento ma ampiezza maggiore per il lato inferiore. Il punto di zero di questa corrente parabolica asimmetrica deve risultare allineato orizzontalmente col cannone elettronico del blu. Mediante questa correzione in senso verticale i punti del blu coincidono, per l'intera deflessione di qua-

dro, con gli esatti punti di convergenza sia agli estremi che al centro dell'immagine. **Di conseguenza mediante una corrente di correzione orizzontale ad andamento parabolico simmetrico ed una corrente di correzione verticale ad andamento parabolico asimmetrico, si possono compensare gli errori di convergenza del cannone blu sia durante la scansione di riga che durante quella di quadro e fare quindi in modo che i punti di colore blu cadano sugli esatti punti di convergenza per tutta la superficie dello schermo.** Il sistema di correzione adottato consente quindi di ottenere la esatta convergenza anche ai quattro angoli dell'immagine perché le correnti agiscono in senso verticale e in senso orizzontale sempre simultaneamente. Infatti, in corrispondenza degli angoli le due componenti di correzione si sommano, così come si sommano gli effetti delle deviazioni da esse prodotte.

Per la compensazione degli errori di convergenza del cannone verde, sono pure richieste due correnti di correzione, sia orizzontali che verticali, che dovranno essere tuttavia tutte e due di tipo **parabolico asimmetrico** in quanto in entrambe le direzioni delle deflessioni si produce una distorsione di tipo trapezoidale, provocata dalla differenza di percorso del pennello elettronico, che va ad aggiungersi ai normali errori di convergenza. La sistemazione delle espansioni polari all'interno del cannone e la conseguente direzione del campo magnetico di correzione sono tali che il pennello elettronico del verde può essere deviato nel piano individuato dal relativo cannone elettronico e dall'asse centrale del tubo, cioè lungo una direzione che risulta orientata a 120° rispetto alla verticale passante per il cannone del blu. Le ampiezze delle correnti di correzione per il verde saranno quindi in relazione con la entità dello spostamento che dovrà subire il pennello elettronico lungo la suddetta direzione. Anche nel caso di presenza simultanea di correnti per la correzione orizzontale e verticale, il pennello del verde non potrà mai subire spostamenti in queste due direzioni.

Prendendo dapprima in esame la forma che dovrà avere la corrente di correzione

in senso orizzontale si comprende che, in aggiunta alla solita componente parabolica simmetrica che compensa le differenze di percorso degli elettroni, si dovrà inserire una componente capace di provocare uno spostamento dell'intera figura verso il lato destro dello schermo. La corrente di correzione in senso orizzontale per il cannone del verde dovrà avere quindi un andamento parabolico asimmetrico col punto di zero situato in corrispondenza della verticale passante per l'asse del cannone stesso. L'ampiezza della corrente di correzione risulterà inoltre più piccola sul lato destro dell'immagine che sul lato sinistro. L'entità dello spostamento del pennello elettronico lungo la direzione obbligata a 120° rispetto alla verticale, risulterà proporzionale alle suddette ampiezze. In tal modo si potrà ottenere che durante la scansione orizzontale il pennello elettronico converga nei punti previsti per tutto l'arco della deflessione orizzontale, dall'estremo sinistro fino all'estremo destro dello schermo. La distorsione trapezoidale in senso verticale potrà essere compensata con un analogo spostamento differenziato dell'immagine verso il basso. La componente parabolica della corrente di correzione verticale dovrà quindi avere ampiezza maggiore in corrispondenza dell'estremo superiore dell'immagine, mentre il suo punto di zero dovrà risultare allineato orizzontalmente col cannone del verde. Questa compensazione in senso verticale, del tutto simile a quella operata in senso orizzontale, assicura insieme a quest'ultima la corretta convergenza dei punti di colore verde su tutta la superficie dello schermo.

Quanto detto per il cannone verde vale, in senso specularmente simmetrico rispetto alla verticale, anche per il cannone del rosso. L'unica direzione possibile dello spostamento che può subire il relativo pennello elettronico risulta anch'essa orientata a 120° , ma dalla parte opposta del verde, rispetto al cannone del blu. In senso orizzontale il raster del rosso distorto trapezoidalmente risulta spostato verso sinistra di quanto quello del verde è spostato verso destra. Per quanto riguarda invece la correzione in senso verticale, la forma d'onda richiesta per la corrente parabolica è uguale per

i due cannoni in quanto questi ultimi hanno rispetto alla verticale la stessa posizione. Anche in questo caso le due correnti di correzione consentono di ottenere la perfetta convergenza dei punti di colore rosso per tutta la superficie dello schermo.

Riprendendo nuovamente in esame i tre punti di colore sotto l'effetto della correzione dinamica della convergenza, si possono considerare ora simultaneamente i movimenti prodotti da ciascuna delle correnti di correzione. La fig. 16 mostra, in scala ingrandita, i tre punti di colore indicati, nella fig. 15, sul lato sinistro dello schermo.

Notiamo anzitutto che il punto luminoso eccitato dal pennello del blu può muoversi soltanto nella direzione verticale. Per farlo convergere nel punto corretto sarà quindi necessaria una cor-

ed una verticale. Analogamente il pennello del rosso deve essere deviato, nella sua direzione di spostamento, dell'entità « b ». Se si fa in modo di disporre contemporaneamente di tutte le correnti di correzione con le dovute ampiezze e forma d'onda si potrà, per quanto detto sopra, ottenere la corretta convergenza dei tre pennelli elettronici.

Questo tipo di compensazione dinamica degli errori di convergenza, sia dovuti alle differenze di percorso degli elettroni sia alle distorsioni trapezoidali, richiede il controllo, in senso verticale ed in quello orizzontale, dell'ampiezza e del punto di zero delle correnti di correzione. Per ciascun cannone si devono quindi effettuare quattro regolazioni, e cioè l'ampiezza ed il punto di zero delle correnti di correzione orizzontali e verticali; l'insieme di queste operazioni comporta quindi **dodici** regolazioni. Anche per il cannone del blu, infatti, è previsto un

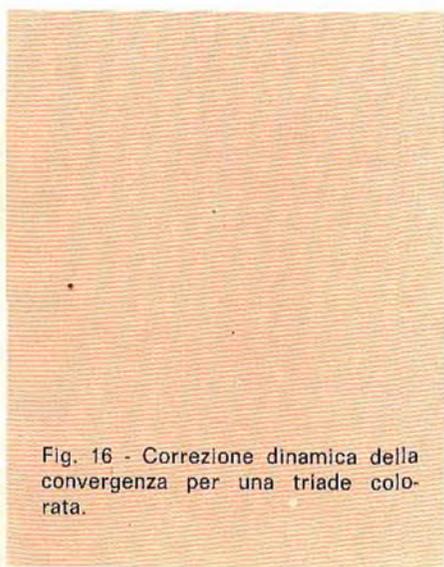
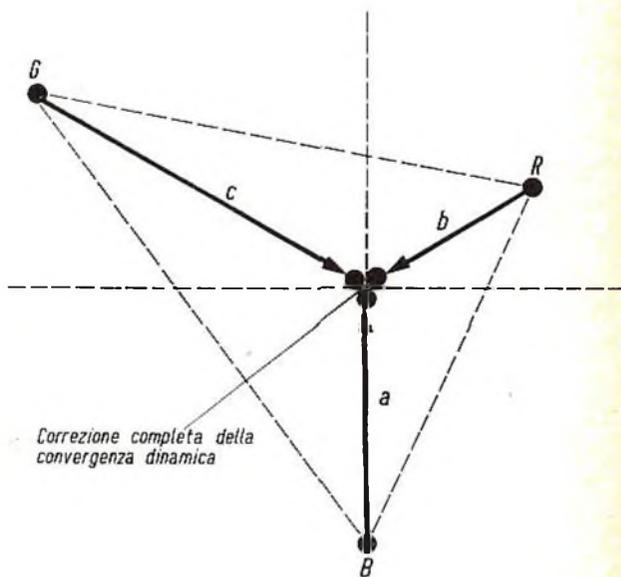


Fig. 16 - Correzione dinamica della convergenza per una triade colorata.



rente di tipo parabolico avente, in corrispondenza del lato sinistro dello schermo, una intensità proporzionale alla distanza « a » indicata in figura. Il pennello del verde richiede invece una correzione tale da far spostare il corrispondente punto luminoso della distanza « c ». **La corrente di correzione è formata in questo caso da una componente orizzontale**

controllo della posizione orizzontale per rendere possibile la compensazione delle tolleranze di fabbricazione e delle eventuali asimmetrie circuitali. Si comprende quindi facilmente come possa risultare complessa la procedura di messa a punto se si tiene conto oltre che del numero delle operazioni che essa richiede anche delle loro possibili reciproche interazioni.

Circuiti per la produzione delle correnti di correzione

Note le forme d'onda delle correnti di correzione, rimane ora il problema di come produrle e regolarle. Si è visto che la componente fondamentale delle correnti di correzione, sia verticali che orizzon-

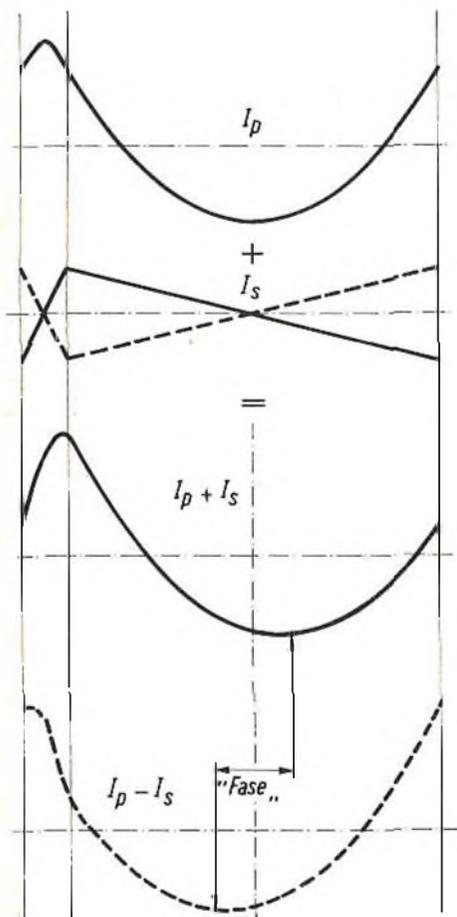


Fig. 17 - Somma tra una corrente a dente di sega ed una ad andamento parabolico.

tali, è di forma parabolica. Ad essa si somma, per la compensazione della distorsione a trapezio, una componente a dente di sega mediante la quale si provoca lo spostamento del punto di zero della parabola. Nella fig. 17 è illustrato l'effetto della sovrapposizione di una cor-

rente a dente di sega, a pendenza positiva o negativa, su una corrente parabolica, il cui punto di zero risulta così spostato a destra od a sinistra a seconda della polarità della pendenza del dente di sega. Lo spostamento del punto di minimo della corrente parabolica rispetto alla condizione di simmetria viene generalmente indicato come la « fase » della parabola stessa. La fig. 18 mostra a questo proposito un circuito usato in pratica per la correzione dinamica della convergenza verticale. La regolazione è effettuata mediante due potenziometri, tra i cursori dei quali trovasi inserita la bobina per la correzione della convergenza verticale. Ad un potenziometro, avente una estremità a massa, viene applicata una tensione parabolica; all'altro, avente la presa centrale a massa, vengono applicate agli estremi due tensioni a dente di sega con polarità opposte. Poiché alla frequenza della scansione verticale la bobina di correzione presenta una impedenza praticamente resistiva, l'andamento della corrente che l'attraversa è sostanzialmente uguale a quello della differenza di potenziale risultante ai suoi estremi. Se, per esempio, il cursore del potenziometro di destra è nella posizione centrale e quindi collegato a massa, la

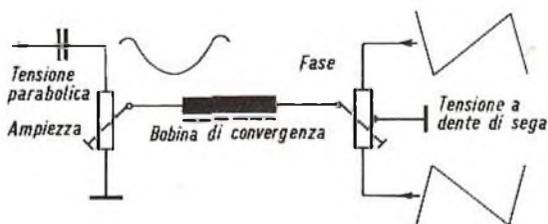


Fig. 18 - Circuito per la correzione dinamica della convergenza verticale.

corrente circolante nella bobina della convergenza avrà forma parabolica e ampiezza proporzionale alla rotazione del cursore del potenziometro di sinistra rispetto all'estremo a potenziale zero. Se, d'altro canto, supponiamo che sia portato a massa il cursore del potenziometro di

nel giradischi automatico **PHILIPS** GC 028 basta premere un tasto



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

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

DATI TECNICI

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



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

sinistra, cioè ruotando verso il basso, la corrente di correzione avrà andamento a dente di sega con una ampiezza e una polarità che dipenderanno ovviamente dalla posizione, rispetto al centro, del cursore del potenziometro di destra. La corrente totale è composta quindi da una

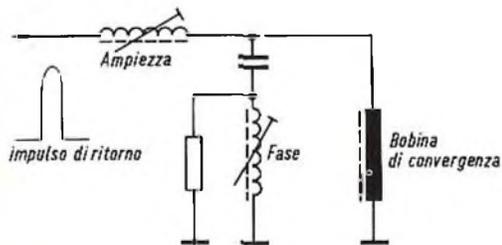


Fig. 19 - Circuito per la correzione dinamica della convergenza orizzontale.

componente parabolica, la cui ampiezza è regolata dal potenziometro di sinistra, e da una corrente a dente di sega, l'ampiezza e la polarità della quale può essere scelta del valore e segno desiderati agendo sul cursore del potenziometro di destra. La corrente totale viene in tal modo ad assumere un andamento parabolico **asimmetrico** con un'ampiezza, ed un punto di zero regolabili mediante i due potenziometri. Per la correzione della convergenza verticale, il sistema che è stato fin qui descritto consente di apportare le dovute correzioni usando una sola bobina per ciascun cannone elettronico.

Per la correzione della convergenza orizzontale, si deve ricorrere ad un circuito che consenta di ottenere la necessaria corrente di correzione come risultante di una componente parabolica ed una a dente di sega. In contrasto con quanto si verifica nel caso della convergenza verticale, si deve tenere ora presente che alla frequenza della scansione orizzontale la bobina per la correzione presenta essenzialmente una reattanza induttiva rispetto alla quale la resistenza del suo avvolgimento diventa praticamente trascurabile.

Un esempio di circuito adottato per la convergenza dinamica orizzontale è riportato nella fig. 19. La richiesta forma d'onda per la corrente di correzione viene ottenuta applicando l'impulso di ritorno del trasformatore di riga ad una induttanza variabile collegata in serie alla bobina di convergenza. In parallelo a quest'ultima sono disposti, collegati in serie, un condensatore ed un parallelo di una resistenza e di una seconda induttanza. L'ampiezza della corrente parabolica può essere cambiata agendo sulla prima induttanza, mentre la componente a dente di sega e quindi la fase della corrente parabolica totale viene invece regolata agendo sulla seconda induttanza.

Partendo dalla forma della tensione applicata, le correnti circolanti nei diversi elementi possono essere, con qualche semplificazione, valutate singolarmente e quindi combinate tra loro in modo da dedurre, come illustrato nella fig. 20, l'andamento della corrente di correzione circolante nella bobina di convergenza.

Consideriamo dapprima una induttanza, in serie ad una resistenza tale però che la reattanza induttiva risulti preponderante rispetto al valore della resistenza stessa. Di conseguenza solo l'induttanza concorrerà praticamente a determinare la forma d'onda della corrente circolante. Se immaginiamo ora di applicare una tensione costituita da impulsi di forma rettangolare, cioè simili a quelli che si possono prelevare dal trasformatore finale di riga, la corrente circolante nell'induttanza avrà un andamento a dente di sega e così dicasi quindi per la tensione che si sviluppa ai capi della resistenza. Se disponiamo la bobina di convergenza in parallelo alla resistenza, essendo la reattanza della prima molto maggiore della seconda, la tensione a dente di sega risulta applicata praticamente anche ai capi della bobina. Questa tensione a dente di sega fa circolare nella bobina di correzione una corrente parabolica. Il valore di detta corrente viene quindi regolato variando l'indut-

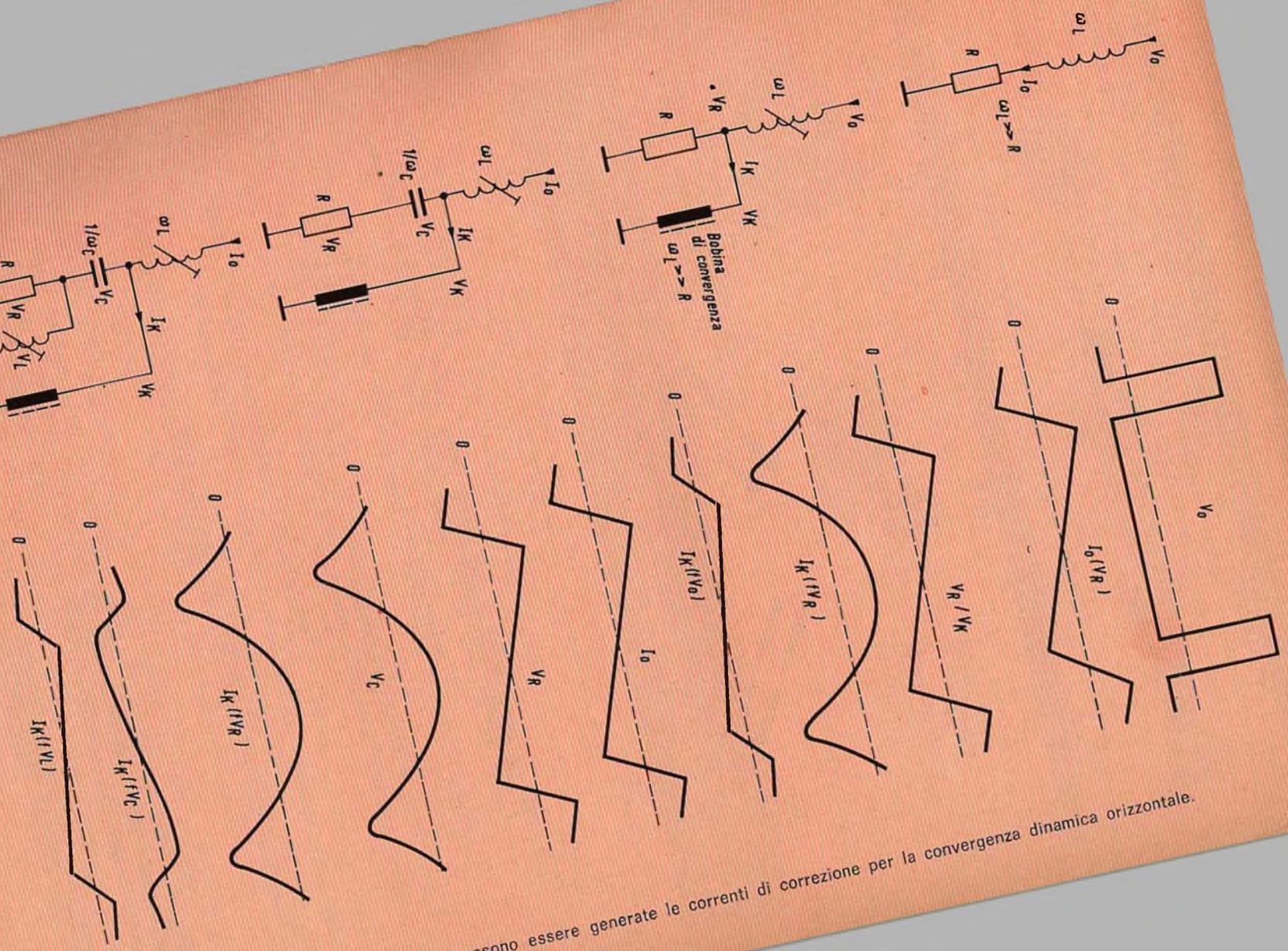


Fig. 20 - Esempio di come possono essere generate le correnti di correzione per la convergenza dinamica orizzontale.

tanza d'entrata la quale determina la corrente a dente di sega in essa circolante e, di conseguenza, anche la tensione a dente di sega ai capi della resistenza.

Insieme alla corrente parabolica, nella bobina di convergenza circola anche una

corrente a dente di sega in essa circolante. La corrente circolante nell'induttanza variabile attraversa così sia il condensatore che la resistenza producendo ai capi del primo una tensione ad andamento parabolico. La bobina di correzione risulta in

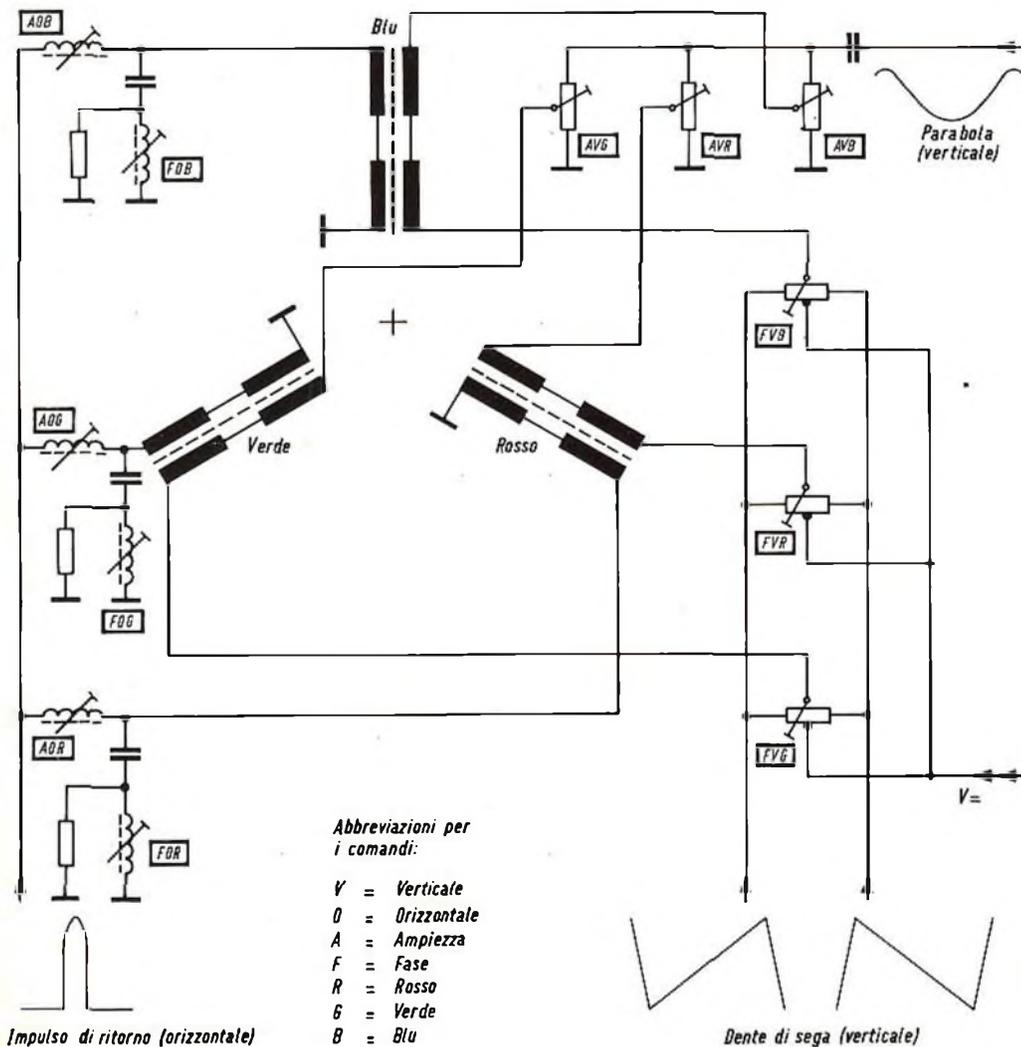


Fig. 21 - Esempio di circuito completo della convergenza.

corrente a dente di sega prodotta dalla partizione di tensione operata sull'impulso rettangolare della induttanza variabile e dalla bobina di correzione. Per controllare l'ampiezza di questa seconda componente viene disposto un conden-

tal modo alimentata da due generatori di tensione in serie, aventi forme d'onda paraboliche ed a dente di sega. La tensione parabolica presente ai capi del condensatore fa circolare una corrente a forma di S allungata, cioè molto simile

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo



Potenziometri speciali per TV a colori

MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura



LESA

CAMBIADISCHI



modelli a corrente alternata e a corrente continua,
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

GIRADISCHI



Altri prodotti
per l'industria

Motori frazionari a cc e ca
Cartucce piezoelettriche
Interruttori rotativi
Interruttori con chiave

Invio gratuito dei cataloghi

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO

Uffici Regionali:

TORINO - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

**INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione
Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.**

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di **INGEGNERIA** sono per Voi **FACILMENTE REALIZZABILI**

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

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON

ad un dente di sega, nella induttanza della bobina di convergenza. Questa risulta pertanto attraversata sia dalla corrente ad S, conseguente alla tensione parabolica del condensatore, sia dalla corrente a dente di sega provocata direttamente dall'impulso d'ingresso. Quando i valori di queste due correnti sono uguali, la loro somma è nulla poiché esse risultano in opposizione di fase.

Per variare l'ampiezza della componente a dente di sega si ricorre ad una seconda induttanza variabile, collegata in parallelo alla resistenza, mediante la quale si sottrae alla bobina di correzione quota parte della corrente a dente di sega in essa circolante. In tal modo la seconda induttanza variabile permette di controllare l'ampiezza della corrente a

dente di sega circolante nella bobina di convergenza in opposizione di fase alla corrente ad S; è così possibile variare secondo le necessità la posizione del punto di zero, ossia la fase della corrente parabolica. La forma d'onda della corrente che attraversa la bobina per la convergenza orizzontale ha la stessa forma di quella necessaria per la correzione verticale; l'unica differenza è costituita dal fatto che nel caso della convergenza orizzontale le regolazioni vengono effettuate mediante due induttanze.

La fig. 21 illustra un sistema completo per la correzione della convergenza dei tre cannoni, indicando per ciascuno di essi i diversi elementi di regolazione.

L.C. Philips

Mediante l'impiego di un interferometro e di un raggio laser, appositamente modulato, è stato possibile raggiungere un grado estremo di precisione nella determinazione dello spostamento di un oggetto lungo una linea retta. Si tratta di un interferometro Michelson modificato: vi è inserito, come fonte di segnale, un piccolo laser, ad elio-neon, montato in un campo magnetico assiale.

La presenza di questo campo magnetico, nella radiazione laser, dà origine a due « modi » componenti, f_1 e f_2 , che differiscono leggermente nella frequenza.

Nell'interferometro questi due componenti sono combinati in modo tale che, in ognuno dei due fotorivelatori inseriti, producano un segnale a corrente alternata.

Uno dei fotorivelatori riceve un segnale direttamente dalla fonte e produce un segnale di riferimento che ha una frequenza uguale alla differenza delle frequenze $f_1 - f_2$. Lungo un altro percorso la radiazione laser di frequenza f_1 è proiettata su uno speciale riflettore (chiamato occhio di gatto) che è bloccato sull'oggetto in esame. Il segnale riflesso dall'occhio di gatto viene combinato nell'interferometro con la radiazione di frequenza f_2 , dopo di che viene portato al secondo fotorivelatore. La strada più lunga, presa da quest'ultima radiazione, è una misura della distanza da determinare e si ha così uno spostamento di fase del segnale a corrente alternata prodotto.

Lo spostamento di fase è determinato confrontando le fasi di questo segnale e del segnale di riferimento. Si fa ciò misurando i passaggi a zero di questi segnali in un circuito digitale elettronico che indica il segno e l'ampiezza dello spostamento in unità di $1/4$ di lunghezza d'onda della radiazione laser. L'interpolazione rende possibile ottenere valori che sono precisi fino ai valori della millesima parte di questa lunghezza d'onda, il che significa che si possono misurare spostamenti su distanze dell'ordine di grandezza atomica.

Poiché i risultati della misurazione si ottengono con il confronto alla fase del segnale di riferimento, lo strumento è insensibile alle variazioni d'intensità del segnale laser ed alle variazioni di forza del campo magnetico.

Questo misuratore ottico di spostamenti permetterà di raggiungere una maggiore precisione persino nelle tecniche automatizzate di lavorazione a macchina.

LE MANOPOLE IN PIÙ

DI UN TELEVISORE A COLORI

TELEVISIONE
A COLORI

I Parte

Sono le manopole della tinta e della saturazione. In questo articolo vi spieghiamo il meccanismo di queste due importanti regolazioni mentre in un articolo successivo illustreremo alcuni circuiti pratici.

In un televisore a colori oltre alle solite manopole della luminosità e del contrasto caratteristiche di un televisore in bianco e nero, si trovano due altre manopole e precisamente quella riguardante la tinta e quella riguardante la **saturazione della tinta**.

Nella fig. 1a è riportato il segnale video **completo** presente al rivelatore video di un televisore a colori. In fig. 1b è riportato il solo **segnale di luminanza** mentre in fig. 1c è riportato il solo **segnale di cromaticanza**.

La **regolazione della luminosità** serve, come in un televisore in bianco e nero, ad adattare il valore del nero dell'immagine all'illuminazione dell'ambiente. Questa regolazione si effettua spostando opportunamente il punto di lavoro del cinescopio.

Con la **regolazione del contrasto** che si effettua mediante variazione dell'ampiezza del segnale **completo** (fig. 1a) viene variata sia l'ampiezza del segnale di luminanza (fig. 1b) che quella del segnale di cromaticanza (g. 1c) in quanto quest'ultimo si trova sovrapposto al segnale di luminanza.

La variazione del **regolatore della saturazione** influisce invece solo sull'ampiezza del segnale di cromaticanza; con riferimento alla rappresentazione vettoriale di fig. 2, la variazione della saturazione viene espressa mediante una variazione della **lunghezza** del vettore mentre uno spostamento del vettore rispetto alla fase di riferimento (variazione della fase del segnale di cromaticanza) produce soltanto una **variazione di tinta del colore**. Questa possibilità di variazione della tinta del colore non è, come vedremo in seguito, ri-

chiesta in un televisore a colori e, di regola, non dovrebbe esserci una manopola con l'indicazione « regolazione tinta ».

Scelta della luminosità-base

In un televisore in bianco e nero per l'adattamento del valore del nero all'illuminazione dell'ambiente è necessario poter disporre di un esteso campo di regolazione della luminosità-base. Tale campo di regolazione deve infatti consentire una gradevole visione dell'immagine sia in ambienti poco illuminati (illuminazione dell'ambiente ≤ 20 asb) sia in ambienti molto illuminati (illuminazione ambiente ≤ 200 asb).

Anche in un televisore a colori, la regolazione della luminosità-base deve servire esclusivamente ad adattare il livello del nero dell'immagine alla luminosità dell'ambiente circostante. Con la differenza però che in un cinescopio a colori la luminosità ottenibile sullo schermo del cinescopio è molto più bassa di quella fornita dallo schermo di un cinescopio in bianco e nero. Per esempio, nel cinescopio AX 53-14 con una EAT di 25 kV e una I_{EAT} di 1,5 mA si ottiene lo stesso valore di luminosità che nel cinescopio AW 59-91 si ottiene con una EAT di 18 kV e una I_{EAT} di 200 μ A. Questo è il motivo per cui le immagini a colori fornite dagli attuali cinescopi tricromatici debbono essere osservate in condizione di scarsa illuminazione ambientale. L'osservazione delle immagini a colori in ambienti poco illuminati è consigliata anche per il fatto che la luce ambientale riflessa sullo schermo del cinescopio produce un indesiderato colore giallo-verde mescolandosi con il colore del vetro dello schermo; e ciò per il fatto che il colore del vetro dello schermo non è grigio ma giallo-verde. Lo spettatore vede la somma di questi due colori. Questo effetto in genere tende a falsare leggermente i colori dell'immagine.

A causa quindi della scarsa luminosità ambientale in cui deve funzionare un televisore a colori, il campo di regolazione della luminosità dovrà essere necessariamente molto ristretto. Ciò vale anche nel caso di riproduzione di immagini in bianco e nero. L'entità della variazione di

tensione richiesta dipende dalla scelta delle tensioni delle griglie schermo del cinescopio (V_{g2}), e di conseguenza dal valore delle tensioni dei segnali applicati al cinescopio stesso. In genere, un campo di variazione di circa 10 V è più che sufficiente nella maggior parte dei casi. La luminosità è regolata bene quando non sono visibile le righe delle parti nere dell'immagine. Questa regola vale ovviamente anche per la regolazione della luminosità nei televisori in bianco e nero.

Circuiti

Dall'analogia regolazione presente nei televisori in bianco e nero si sa che la luminosità dello schermo viene regolata **spostando il valore del nero** rispetto al punto di interdizione del cinescopio. Questo stesso sistema di regolazione può essere impiegato nei televisori a colori. In questo caso però è necessario spostare **tre** segnali rispetto a **tre** punti di interdizione che in genere non coincidono; ciò deve avvenire in maniera tale da ottenere solo una **variazione di luminosità** e non una **variazione di colore**. I circuiti chiamati ad assolvere questo compito di solito sono abbastanza complicati. Il loro dimensionamento dipende in gran parte dal sistema usato per pilotare il cinescopio, se cioè con i segnali R, G e B o con i segnali differenza di colore.

Nella fig. 3 sono riportati alcuni esempi di questi circuiti. Non è detto però che la regolazione della luminosità non possa essere ottenuta variando la tensione dei catodi del cinescopio. Quest'altra soluzione è indicata in fig. 4. Come si vede, variando la tensione di polarizzazione della griglia controllo della valvola finale dell'amplificatore di luminanza è possibile variare anche la tensione sull'anodo di questa stessa valvola e di conseguenza anche la tensione applicata al catodo del cinescopio. (Naturalmente, le tensioni sulle griglie schermo (V_{g2}) dovranno essere mantenute invariate). Ovviamente, la condizione richiesta da questo sistema di regolazione della luminosità è che questa valvola finale possa avere un campo di pilotaggio esteso e che possa essere alimentata da una corrispondente elevata tensione di alimentazione.



Fig. 1 - Componenti di un segnale di barre colorate. a) Segnale video completo-somme di b + c; b) Segnale di luminanza Y; c) Segnale di crominanza C. L'ampiezza contiene l'informazione riguardante la saturazione del colore.

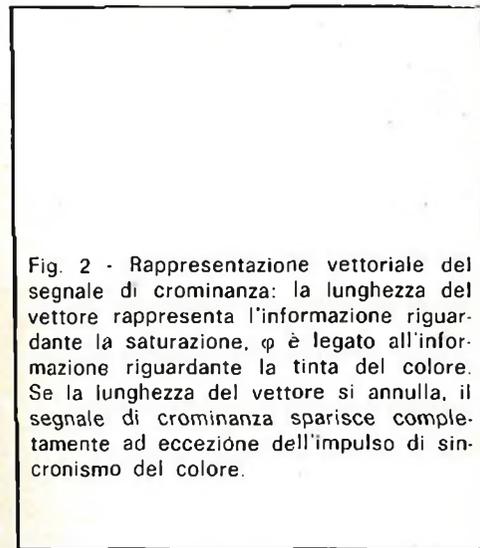
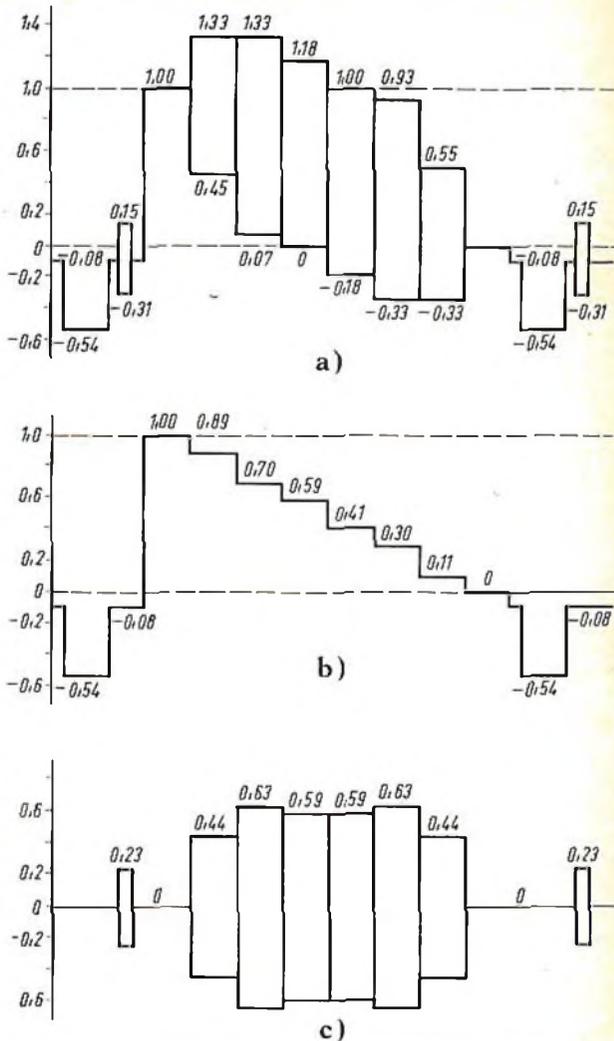
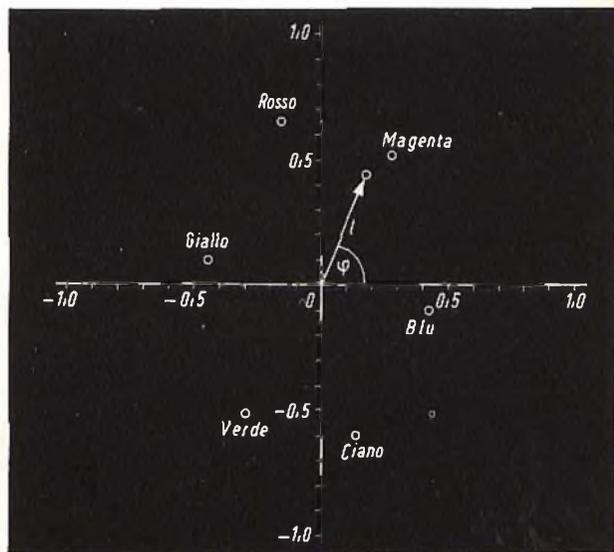
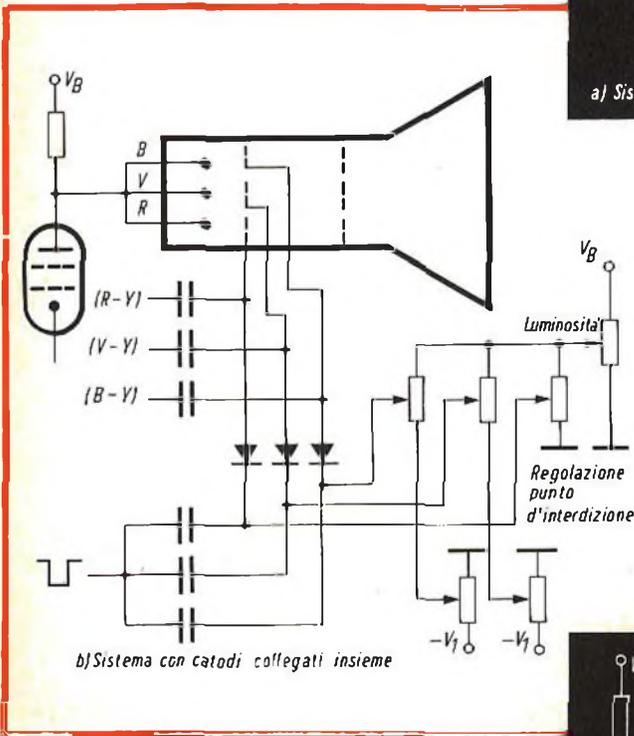


Fig. 2 - Rappresentazione vettoriale del segnale di crominanza: la lunghezza del vettore rappresenta l'informazione riguardante la saturazione, φ è legato all'informazione riguardante la tinta del colore. Se la lunghezza del vettore si annulla, il segnale di crominanza sparisce completamente ad eccezione dell'impulso di sincronismo del colore.



Concetto di contrasto in una immagine a colori

Per prima cosa è bene chiarire che cosa debba intendersi per « contrasto » di una immagine a colori. Com'è noto, un colore è formata dal concorso di tre componenti: **la luminanza, la tinta e la saturazione della tinta**. Riferite ad una determinata immagine a colori, la luminanza e la saturazione stanno tra loro in un rapporto **ben definito**. Soltanto se questo rapporto non cambia di valore, lo spettatore noterà una **variazione di contrasto** e non una variazione



di tinta nell'immagine a colori. Siccome le informazioni riguardanti la luminanza e la saturazione vengono entrambe trasmesse mediante modulazione di ampiezza, il dispositivo chiamato a regolare il contrasto, dovrà poter variare l'ampiezza del segnale video **completo** (e cioè quello presente sul rivelatore video).

L'informazione riguardante la tinta si trova invece « nascosta » nella modulazione di fase del segnale di crominanza e non dovrà in nessun modo poter essere influenzata dal regolatore del contrasto.

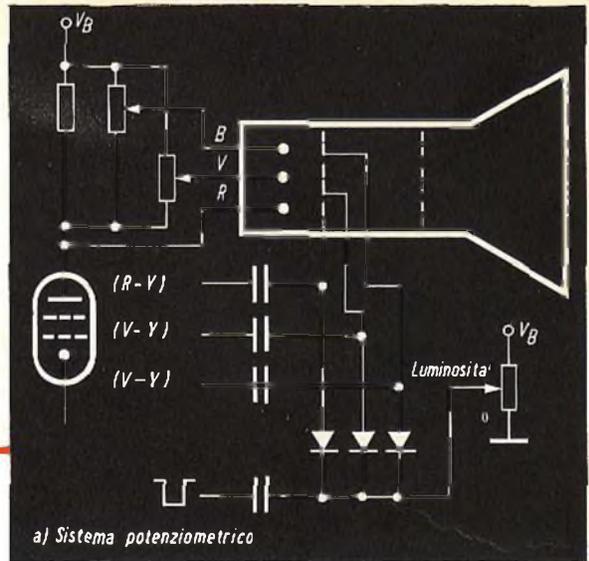
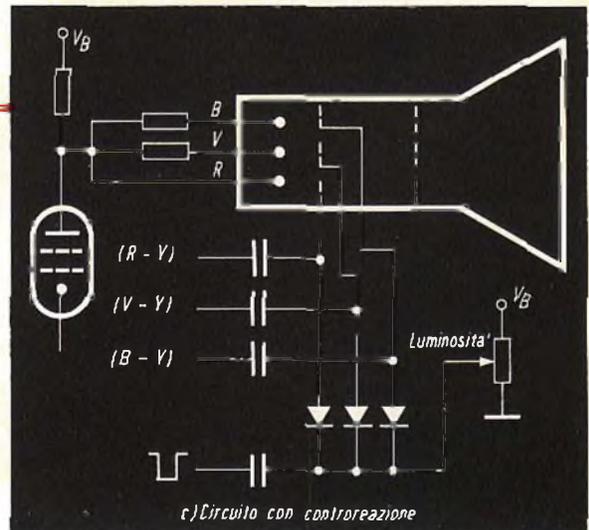


Fig. 3 - Regolazione della luminosità nei vari circuiti di pilotaggio del cinescopio a colori. a) Circuito potenziometrico; b) Circuito con catodi collegati insieme; c) Circuito con controreazione.



La proporzionalità tra segnale di luminanza e segnale di crominanza che deve essere rigidamente mantenuta durante la regolazione del contrasto, trova la sua spiegazione nelle relazioni colorimetriche esistenti tra luminanza e saturazione da un lato e i tre colori primari rosso, verde e blu dall'altro. Questa esigenza di proporzionalità vale con grande esattezza entro valori di luminanza compresi tra 10 e 500 asb.

Se richiamiamo alla mente alcune equazioni colorimetriche fondamentali possiamo dimostrare quali alterazioni di colore

In forma più generale potremmo anche scrivere

$$F - Y = \alpha R + \beta V + \gamma B. \quad (2a)$$

Siccome la saturazione è data dall'ampiezza del segnale di crominanza (Crom.), e questa ampiezza dipende a sua volta dal valore dei segnali differenza di colore ($F - Y$), sarà valida in generale la seguente relazione:

$$(F - Y) \sim \text{Crom.} \quad (3)$$

Il colore F viene riottenuto nel cinescopio con il concorso dei segnali Y e ($F - Y$)

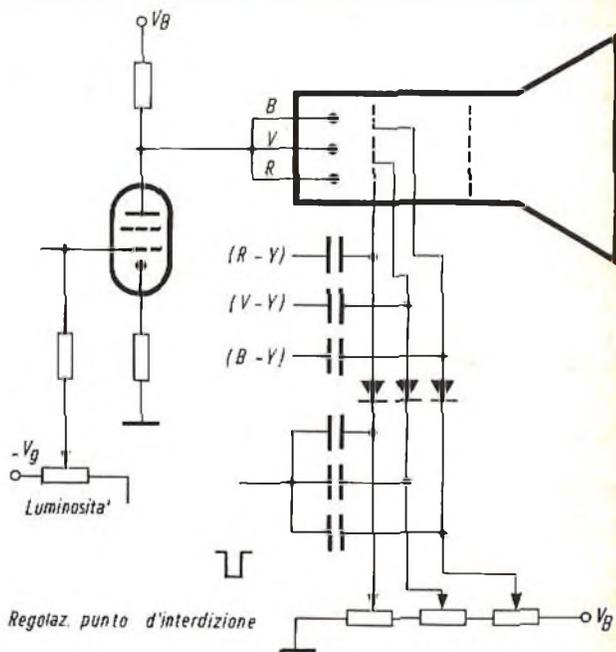


Fig. 4 - Regolazione della luminosità mediante variazione della tensione di polarizzazione di griglia della finale dell'amplificatore di luminanza.

Regolaz. punto d'interdizione

potrebbero comparire nell'immagine a colori qualora nella regolazione del contrasto non venisse mantenuta la proporzionalità tra luminanza e crominanza a cui abbiamo accennato prima.

E' nota l'equazione del segnale di luminanza:

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B. \quad (1)$$

Per i segnali differenza di colore valgono le relazioni

$$\begin{aligned} R - Y &= 0,7 R - 0,59 V - 0,11 B, \\ V - Y &= -0,3 R + 0,41 V - 0,11 B, \\ B - Y &= -0,3 R - 0,59 V + 0,89 B. \end{aligned} \quad (2)$$

$- Y$), e più precisamente mediante la somma di questi due segnali

$$(F - Y) + Y \rightarrow F. \quad (4)$$

La variazione del contrasto si ottiene come abbiamo visto mediante variazione di Y e di Crom. e cioè ($F - Y$).

Se il contrasto viene regolato a dovere dovranno pertanto variare di uno stesso fattore a sia Y che ($F - Y$).

Da ciò deriva pertanto:

$$a (F - Y) + aY \rightarrow aF \quad (5)$$

In questo caso è evidente che con la regolazione del contrasto il colore non viene falsato.

Si supponga invece che con l'aumentare del contrasto non venga più mantenuta la proporzionalità tra l'ampiezza del segnale di cromaticità [Crom \sim $(F - Y)$] e l'ampiezza del segnale di luminanza Y . In questo caso avremo:

$$a(F - Y) + bY \rightarrow bF + (a - b)(F - Y) \quad (6)$$

Come si vede, accanto al colore desiderato F avremo nel cinescopio una rimanenza spuria data da $(a - b)(F - Y)$. Siccome un **sovrappiù di colore** (o meglio del segnale differenza di colore $F - Y$) tende a produrre un aumento della saturazione del colore medesimo mentre un **sovrappiù del segnale di luminanza Y** tende invece a produrre una desaturazione del medesimo, in base alla (6), avremo che nel caso $(a - b) > 0$, i colori diventeranno più saturi mentre nel caso che $(a - b) < 0$ no-

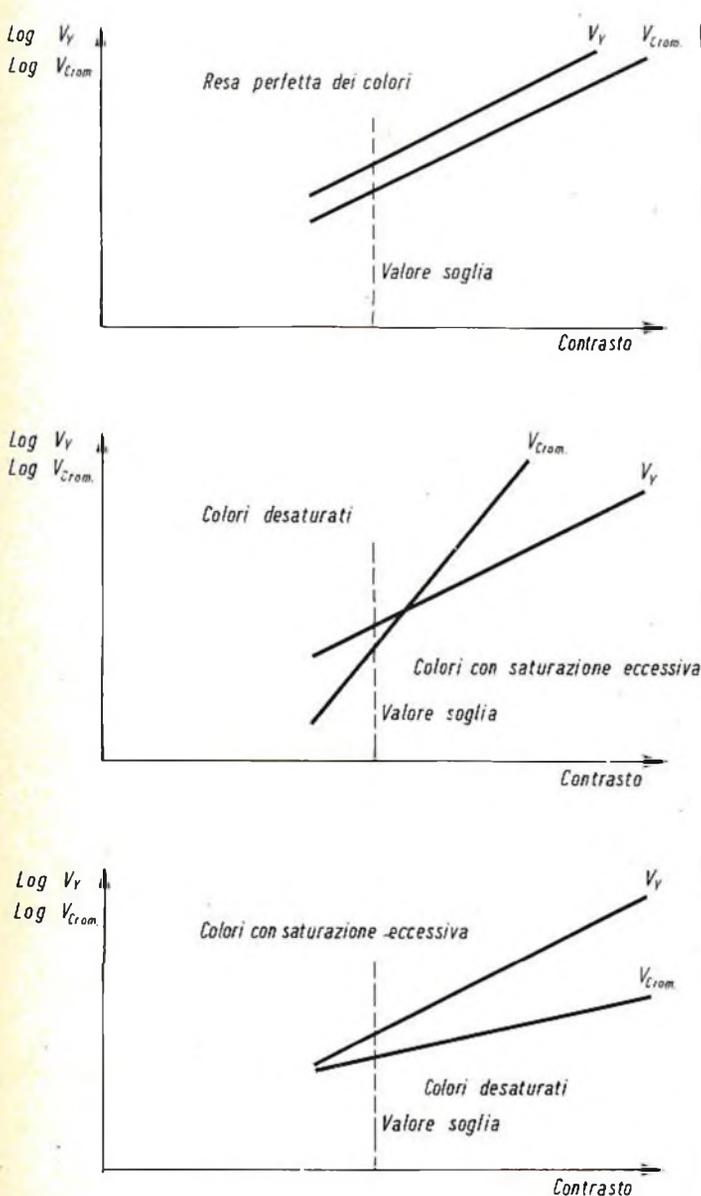


Fig. 5 - a) Regolazione giusta del contrasto ($V_Y/V_{Crom} = \text{costante}$).
 b) Regolazione del contrasto errata $V_Y/V_{Crom} = f(\text{contrasto})$.
 c) Regolazione del contrasto errata $V_Y/V_{Crom} = f(\text{contrasto})$.

teremo una certa desaturazione dei colori dell'immagine. Ciò apparirà ancora più evidente se il membro di destra della (6) verrà riscritto sotto la forma

$$aF + (b - a) Y. \quad (7)$$

Al colore risulterà pertanto aggiunta una componente di luminanza Y che produrrà un fenomeno di desaturazione (aggiunta di bianco).

Questi aspetti della regolazione del contrasto testé descritti sono riportati nella

fig. 5, e precisamente per il caso in cui $(a - b) > 0$ per contrasto $>$ contrasto-base e per il caso $(a - b) < 0$ per contrasto $<$ contrasto-base (fig. 5b). Questo aspetto della regolazione del contrasto tende a produrre colori « bonbon » quando la regolazione viene portata al massimo mentre tende a produrre immagini con colori desaturati quando la regolazione viene portata al minimo.

È riportata inoltre anche la caratteristica $(a - b) < 0$ per contrasto $>$ contra-

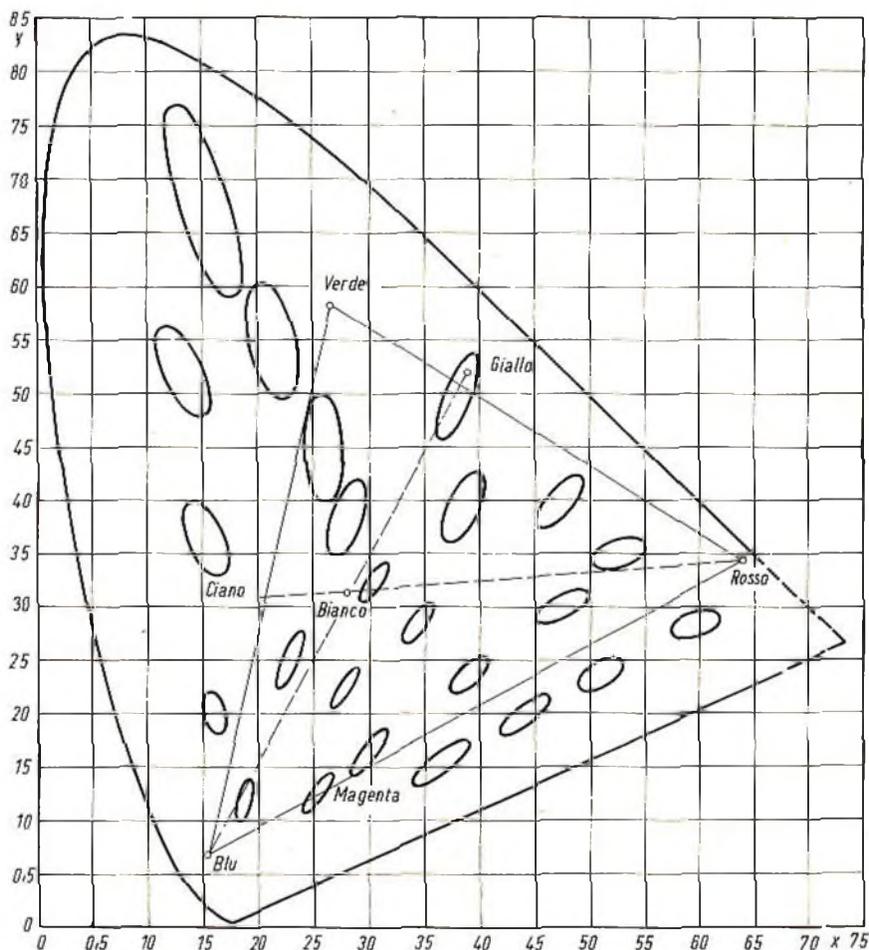


Fig. 6 - Triangolo del colore con gli ellissi di tolleranza delle variazioni della tinta.

sto-base e corrispondentemente ($a - b > 0$ per contrasto $<$ contrasto-base (fig. 5c). In questo caso, al diminuire del contrasto i colori diventano più saturi mentre coll'aumentare del contrasto diventano meno saturi e cioè più pallidi.

Se il rapporto tra segnale di luminanza e segnale differenza di colore $Y/(F - Y)$ subisce delle variazioni in seguito alla regolazione del contrasto, ciò si noterà in particolare con i colori ciano e magenta, meno evidente invece con i colori rosso, verde e blu. Ciò appare evidente dal triangolo del colore riportato in fig. 6 nel quale per i vari colori sono stati riportati degli **ellissi di tolleranza**. I colori che si trovano all'interno di ciascun ellisse vengono percepiti dall'occhio come colori della **stessa tinta**. Come si vede le variazioni più ampie di saturazione sono possibili lungo l'asse maggiore di ciascun ellisse. Se que-

sto asse si trova diretto verso il punto del bianco (B), l'eventuale variazione di saturazione di un dato colore non verrà avvertita come invece lo sarebbe nel caso in cui l'ellisse avesse diretto verso il punto del bianco (B) il suo asse minore. Questo secondo caso si verifica per i colori ciano e magenta. Come infatti dimostra l'esperienza, la riproduzione dei colori che si trovano in questa zona del triangolo è particolarmente difficile.

Dopo aver sottolineato la necessità di mantenere una rigorosa proporzionalità tra le variazioni di ampiezza dei segnali di luminanza e dei segnali differenza di colore durante qualsiasi variazione di contrasto dell'immagine, in un prossimo articolo passeremo in rapida rassegna i circuiti normalmente impiegati per regolare il contrasto e le condizioni di funzionamento ad essi imposte.

L.C. Philips

È stata realizzata una nuova tecnologia per il trattamento dello stato solido, denominata tecnica degli strati monogranulari, per cui vengono ad assumere notevole importanza nell'elettronica allo stato solido i materiali in forma di polveri.

Grazie agli studi approfonditi, condotti negli ultimi decenni, sui materiali per i transistor è già possibile preparare il germanio e il silicio in maniera che soddisfino le esigenze di un alto grado di perfezione fisica e di una composizione chimica ben definita. Ma per assolvere alle funzioni non-transistor (come nei resistori, condensatori, elementi fotosensibili e luminosi) sono spesso più convenienti altri materiali, come ad esempio leghe metalliche, i composti di ossidi e di solfuri. Sino ad ora per questi materiali c'era l'inconveniente della notevole difficoltà, dal punto di vista tecnico, di produrli in grandi cristalli ben definiti, che risultavano così antieconomici. Nella lavorazione di massa possono essere in maggior parte realizzati in forma di polvere da cui ottenere successivamente corpi cristallini di grande formato, adottando ad esempio procedimenti di pressaggio e sinterizzazione. Ma poiché le proprietà elettriche di tali prodotti dipendono anche dalle caratteristiche funzionali elettroniche del materiale. La tecnica monogranulare è un procedimento di strato che permette di realizzare gran varietà di applicazioni nell'elettronica allo stato solido. I piccoli cristalli sono sistemati vicinissimi, in modo che risultino isolati elettricamente l'uno dall'altro; essi, osservati ad occhio nudo, hanno l'aspetto di un foglio di plastica.

La cosa più importante è però che tutti i piccoli cristalli presentano una superficie non coperta che sporge dal foglio. Ciò ne permette il trattamento fisico e chimico (attaccarli chimicamente o applicare dei contatti) nel modo voluto dalla funzione elettronica a cui si mira. Elettrodi metallici possono essere depositati sui due lati del foglio. Le dimensioni della superficie utile possono essere molto grandi, sino ad alcuni m'.

IMPIANTO TV CENTRALIZZATO

PER STABILI SPROVVISTI
DI CANALIZZAZIONE APPOSITA

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

DISPOSIZIONE IN PARALLELO GENERATORE CHE ALIMENTA N UTILIZZATORI IN PARALLELO RAPPORTO IMPEDENZE GENERATORE-UTILIZZATORE = 1

Il tetto degli stabili privi di canalizzazione centralizzata è sempre superaffollato di antenne TV, possedendo, quasi tutti gli inquilini un ricevitore TV. Questo superaffollamento, oltre che essere antiestetico, presenta numerosi problemi dei quali i due principali sono: danneggiamento della struttura del tetto stesso a causa del continuo calpestio, dovuto alle riparazioni ed alle revisioni delle antenne ed all'installazione ed ancoraggio delle stesse; deterioramento della ricezione TV determinato dalle molte, troppo numerose, antenne poste troppo prossime l'una rispetto all'altra. Inoltre, l'inquilino, nuovo venuto, prova disagio nel montare la sua antenna in una selva di antenne preesistenti. Disagio nella ricerca della sistemazione pratica per la sua antenna, disagio per il compromesso con una buona ricezione bicanale, quindi difficoltà talvolta insuperabili ad ottenere un buon godimento dei due canali TV.

È noto che l'energia TV su d'un tetto non è costante, né pulita in tutti i punti dello stesso, ma dipende in ogni punto, dal gradiente dell'energia TV in arrivo; dagli impianti idraulici ed elettrici superiori del palazzo; dagli stenditori in filo metallico possibilmente esistenti; dalle ringhiere; da recipienti metallici, contenitori di acqua, eccetera.

Il tetto, quindi, non è un sistema a sé, indifferente all'energia elettromagnetica, ma un sistema che vi partecipa e spesso agisce in modo predominante sui segnali in arrivo, con riflessioni, assorbimenti, diffrazioni.

Aggiungi l'influenza reciproca delle numerose antenne circostanti che peggiora ancora la ricezione TV del nuovo venuto, dato che antenne riceventi troppo vicine presentano un'interazione, che solo a caso, può essere favorevole alla ricezione TV.

L'installazione d'una centralizzazione TV qualificata, comporterebbe certamente, per questi stabili, una spesa troppo onerosa per essere affrontata, a causa dei numerosi problemi tecnologici riferentisi alle opere murarie necessarie alla canalizzazione. Col sistema che qui si propone, s'è cercato di aggirare le difficoltà, avendo come fine la minore spesa e la modifica minima del sistema esistente. Si tratta d'una centralizzazione esterna al fabbricato, cioè: ogni utente è provvisto d'un cavo coassiale proprio, che partendo dalla sua abitazione e fissato sulla facciata interna dello stabile, raggiunge in alto all'altezza del tetto un distributore di centralizzazione, posto in luogo comodo ed accessibile.

L'antenna TV, quindi, è unica e sul suo palo, come al solito, vi sono le due sezioni antenna: UHF e VHF.

L'antenna installata in un punto del tetto, dove esista la migliore ricezione e la totale assenza di riflessioni, fa capo, coi cavi di discesa d'antenna UHF, VHF, ai rispettivi amplificatori, le cui uscite dosate opportunamente, fanno capo ai morsetti del miscelatore. L'uscita del miscelatore alimenta il distributore centralizzato. (Fig. 1)

Per stabili comprendenti gran numero di appartamenti (usando una sola antenna), è necessario aumentare la potenza immessa nel distributore alzando il guadagno degli amplificatori e, ove ciò fosse insufficiente, fornire l'impianto d'un distributore attivo, suddividendo le utenze in gruppi separati, a loro volta forniti di distributori passivi. Al limite conviene installare due antenne equipartendone la energia in due impianti separati.

Amplificatori, miscelatore distributore, possono essere rinchiusi in una cassetta stagna metallica, posta nel baricentro elettrico della centralizzazione, cioè nel punto più adatto e più comodo per l'arrivo cavi antenna e la partenza cavi utenti. Il distributore resistivo ad impedenza costante, viene calcolato come un sistema di circuiti utilizzatori in parallelo alimentati da un generatore e separa i cavi utenti fra di loro, distribuendo ad ognuno uguale quantità d'energia TV. Naturalmente la energia generale TV all'ingresso del distributore, deve essere regolata in modo tale che l'utente più lontano dal centro di distribuzione possa ricevere una tensione in millivolt sufficiente ad una buona ricezione TV, ciò perchè la lunghezza dei coassiali che dal distributore vanno alla presa utente, produce ulteriore attenuazione. È naturale che, per la presenza dei coassiali, che dal distributore vanno alla presa utente, la distribuzione non sia uguale per tutti. Essa varierà anche colla frequenza del canale. La caduta sarà proporzionale ai metri di cavo di collegamento. Ma quando le amplificazioni sono ben dosate ed i coassiali di collegamento di buona qualità, si può ottenere alla presa utente una ricezione soddisfacente, pulita, esente da disturbi e riflessioni.

Il segnale proveniente dalle antenne (UHF, VHF), opportunamente amplificato e miscelato, deve pervenire all'ingresso del distributore con livello sufficiente, per canale TV, ad alimentare con una tensione V_u , gli utenti più distanti dalla cassetta di distribuzione, cioè i piani più bassi. Variando l'amplificazione degli amplificatori d'antenna, si può avere ai morsetti delle utenze più lontane, i livelli dei due programmi della quasi stessa intensità, con possibilità di variarne, agendo sull'amplificazione generale, i relativi rapporti. L'attenuazione prodotta dal distributore è la stessa per canale e per ogni utenza (rapporto ingresso coassiale di antenna - ingresso cavi in uscita), ed è proporzionale al numero delle utenze. Nel distributore si ha la maggiore dissipazione d'energia, dissipazione necessaria ad una equa distribuzione ad impedenza costante. Questa perdita per l'adattamento ad impedenza costante ed a livello costante, ha il vantaggio di separare elettricamente le utenze, disaccoppiandole dalla reciproca influenza.

Chiamando:

V_o - tensione in mV d'un canale TV all'ingresso del distributore (UHF, VHF);

V_o' - tensione in mV all'ingresso d'uno qualsiasi dei cavi utenti;

n - numero delle utenze;

avremo:

attenuazione in tensione del distributore

$$\text{rapporto numerico} = b = \frac{V_o}{V_o'} = n \quad (1)$$

$$\text{ed in decibel} \quad b' = 20 (\log_{10} n) \quad (1')$$

Se:

a = è l'attenuazione per metro prodotta dal coassiale collegamento utente;

m = n° dei metri di coassiale che collega la distribuzione centralizzata all'utenza;

p = attenuazione prodotta dal cavo collegamento distributore-utenza;

si avrà:

$$p = a^m \quad (2) \text{ rapporto numerico}$$

$$\text{ed in decibel} \quad p' = 20 (m \log_{10} a) \quad (2')$$

Nel distributore sono alloggiate le resistenti di adattamento antiriflessione, delle quali: una è posta in serie tra il cavo arrivo miscelatore e la barra di smistamento del distributore e le altre, dalla barra di smistamento all'ingresso d'ogni coassiale utente. Per il loro calcolo si procede nel seguente modo:

Rappresentando con:

R_0 - l'impedenza caratteristica dei coassiali;

R - il valore delle resistenze compensatrici;

n - il numero delle utenze;

avremo:

$$R = R_0 \frac{n - 1}{n + 1} \quad (3)$$

La tensione valida in millivolt da fornire al distributore per alimentare l'utenza più lontana (e quindi l'impianto) sarà:

$$V_0 = V_u \cdot n \cdot a^m \quad (4)$$

V_u = tensione voluta all'utenza più lontana (primi piani).

Quindi l'attenuazione totale per utenza sarà ancora:

$$p'' = \frac{V_0}{V_u} na^m \quad (5) \text{ ed in decibel}$$

$$p'' = 20 (\log_{10} n + m \log_{10} a) \quad (5')$$

Ad ogni arrivo, alla presa utente, il cavo coassiale viene chiuso sul demiscelatore che vi riflette, secondo la frequenza, attraverso i traslatori ingresso del TV, i 75 ohm di chiusura d'un canale ed i 75 Ω di chiusura dell'altro. Se il televisore fosse attivo sui due canali, cioè in ricezione su entrambi, i suoi trecento ohm d'ingresso attraverso i traslatori ed il miscelato-

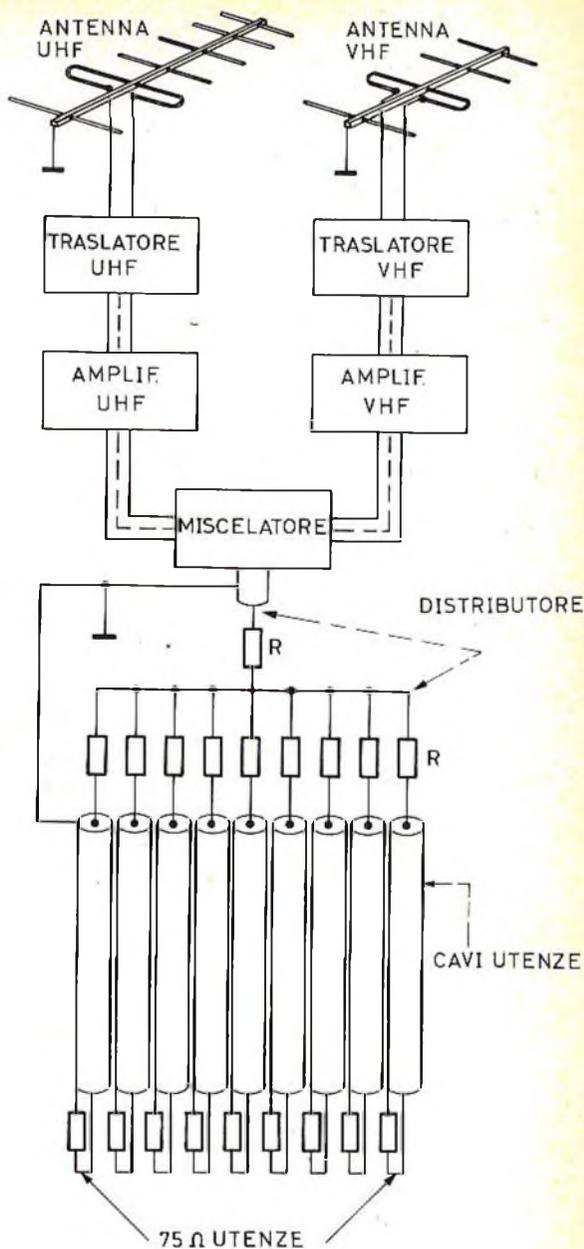


TABELLA	lunghezza coass. metri	Attenuazione canale VHF		Attenuazione canale UHF		Al morsetti Utenti millivolt	
	media	rapporto numerico	dB	rapporto numerico	dB	VHF	UHF
Per ogni presa del 1° piano	24	31,65	30	39,48	31,9	4,1	4
Per ogni presa del 2° piano	20	30,2	29,6	36,33	31,2	4,3	4,34
Per ogni presa del 3° piano	16	28,8	29,2	33,4	30,48	4,5	4,7
Per ogni presa del 4° piano	12	27,5	28,8	30,79	29,77	4,7	5,1
Per ogni presa del 5° piano	8	26,3	28,4	28,34	29,04	4,9	5,5
Per ogni presa del 6° piano	4	25,15	28	26	28,32	5,1	6

re, rifletterebbe sul cavo per le due frequenze UHF-VHF separatamente (supposti perfetti il traslatore ed il demiscelatore), l'impedenza giusta di chiusura coassiale. Ma l'utente quando riceve un canale disattivo l'altro, e ad ingresso non attivo il televisore per quel canale non riflette esattamente trecento Ω del suo ingresso, caricando di conseguenza il cavo per quella frequenza attraverso traslatore e miscelatore, con impedenza generalmente differente dai 75 Ω esatti e ciò per il canale non utilizzato. Ciò comporta un certo scarto dall'impedenza giusta, non sufficiente però da creare onde stazionarie sensibili sul canale non utilizzato dall'utente, ma però probabilmente utilizzato da altri utenti in quel dato momento. Naturalmente a TV spento l'inconveniente avviene per i due canali. La chiusura della presa utente su 75 Ω resistivi eliminerebbe l'inconveniente a TV spento, così come pure la chiusura delle due branche del demiscelatore separatamente chiuse su 75 Ω . Ma tale cautela non è necessaria per i motivi suesposti. Il massimo squilibrio dell'impianto si ha in ricezione, quando tutti gli utenti meno uno, sono in ricezione, supponiamo, sul canale UHF, e lo unico utente sia sul VHF. Ciò vale logicamente per il caso inverso.

Da misure effettuate si può concludere, che tale sistema d'impianto può validamente sostituire un impianto centralizzato convenzionale ed anzi, è certamente migliore, per distribuzione d'energia ad alta frequenza ed a varie frequenze, dei vecchi impianti centralizzati, basati sulla distribuzione capacitiva.

Esempio numerico:

Si voglia installare un impianto Televisivo centralizzato su uno stabile di 24 appartamenti, 4 per piano. Per avere almeno 4 mV UHF-VHF ai morsetti delle prese televisive utenti del primo piano, essendo il cavo di collegamento tra una qualunque di queste prese ed il distributore, di almeno 24 metri (sei piani), dalla equazione (5) ricaveremo V_0 . Supponendo di usare cavo coassiale con attenuazione ettometro: 10 dB alle frequenze VHF alte; 18 dB alle frequenze UHF,

quindi:

$$V_0 \text{ (VHF)} = 4 \times 24 \times 1,012^{24} = 130 \text{ mV all'ingresso del distributore (circa)}$$

$$V_0 \text{ (UHF)} = 2 \times 24 \times 1,021^{24} = 158 \text{ mV all'ingresso del distributore (circa)}$$

1,012 e 1,021 sono le attenuazioni, rispettivamente per VHF ed UHF, per metro di coassiale.

Con il sistema usato, canali utenti in parallelo, per evitare disadattamenti di impedenza con conseguente riflessione e cattiva distribuzione di energia AF, occorre, come già accennato, inserire in serie al cavo in arrivo dal miscelatore ed in serie alla partenza dei cavi utenti, una resistenza calcolata, dipendente dai dati del circuito, cioè:

V_u = tensione desiderata alle prese utenti: 4 mV.

V_0 = tensione necessaria all'inizio della distribuzione: 130 mV per la frequenza VHF; 158 mV per la frequenza UHF;

n = numero delle utenze servite: 24;

R_0 = impedenza caratteristica dei coassiali: 75 Ω ;

R = valore delle resistenze compensatrici a calcolarsi:

$$R = R_0 \frac{n-1}{n+1} = 69 \Omega \text{ (anti induttivi)}$$

L'attenuazione per l'utenza più lontana (primi piani):

$$p'' = 24 \times 1,012^{24} = 31,65 \text{ per canali VHF; Decibel } 30 = 20 (\log. 24 + 24 \log. 1,012)$$

$$p'' = 24 \times 1,021^{24} = 39,48 \text{ per canali UHF; Decibel } 31,9 = 20 (\log. 24 + 24 \log. 1,021)$$

Nella tabella di fondo pagina (vedi pagina precedente) sono raccolti i risultati calcolati per l'impianto in parola.

Nel realizzare l'impianto fare molta attenzione a rendere minime le capacità parassite verso massa ed attraverso i circuiti di adattamento ed attenuazione.

GUASTI COMUNI CHE SI POSSONO VERIFICARE NEI TELEVISORI

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

Riportiamo in questo articolo alcuni guasti che si possono verificare nei televisori come tremolio nell'immagine, altezza insufficiente e instabilità dell'ampiezza dell'immagine, luminosità non uniforme dello schermo e difficile regolazione della luminosità.

Come primo caso ci occuperemo del difetto dovuto a una immagine schiacciata nel senso dell'altezza dello schermo. Dopo un primo esame dei vari componenti interessanti il circuito di linearità si è potuto constatare che erano tutti in buono stato, anche la sostituzione della valvola PL 82 non ha dato nessun miglioramento. Infine si è sostituito il trasformatore di uscita di quadro; dopo aver fatto ciò la forma d'onda rilevata all'oscilloscopio era normale sulla griglia della valvola PL 82, ma allo stesso tempo, era distorta sull'anodo. Di conseguenza si può constatare che il difetto è dovuto al trasformatore di quadro; si è infatti rilevato che il vecchio trasformatore presentava un cortocircuito fra due spire affiancate nel secondario.

Tremolio dell'immagine

Questo secondo caso presentava la particolarità che l'apparecchio appena acceso dava un tremolio nelle curvature superiori e inferiori dell'immagine; questo difetto

si accentua col passar del tempo. Il primo controllo da effettuare è la misura delle tensioni; con questo controllo si è potuto constatare che sulla griglia della PL 84 esisteva una tensione positiva molto bassa. La sostituzione della valvola finale video (fig. 1) non dava nessun risultato positivo.

Dopo queste prove risultate inutili, si procede alla prova dei segnali all'oscilloscopio; anche con questo si osserva che la forma d'onda e l'ampiezza di questi segnali sono del tutto normali mentre i segnali sulla griglia della PL 84 presentano un tremolio che ha lo stesso ritmo dell'immagine.

In precedenza si erano verificati i due componenti R_1 e C_2 e si erano trovati in buono stato, ora verificando il condensatore C_1 si può notare che esso presenta una fuga di valore notevole, in modo tale che la resistenza ohmica non supera i 100 k Ω . A questo fatto è dovuta la tensione positiva presente sulla griglia della PL 84.

Immagine con altezza insufficiente

Dobbiamo far presente, prima di tutto, che il televisore preso in considerazione è munito di un dispositivo di stabilizzazione automatico della larghezza dell'immagine (fig. 2).

Il difetto riscontrato sta nel fatto che sullo schermo del televisore si presenta un'immagine molto ridotta, infatti mancano quasi 8 cm in alto e in basso. Come prima precauzione si sono sostituite la valvola della base dei tempi di quadro (PCL 82) e la bobina di deflessione; queste sostituzioni però non hanno portato alcun risultato utile. Procedendo nel controllo si può vedere che anche i comandi di linearità verticale funzionano in modo del tutto normale. Guardando più attentamente, si può notare che la concentrazione elettrostatica non sembra perfetta in quanto l'immagine che si osserva è un po' scura; questo perché si deve poter tener conto della luminosità e del contrasto per ottenere una immagine normale.

Si passa infine alla misura delle tensioni di alimentazione presenti nel cinescopio; in modo particolare si deve misurare l'alta tensione di recupero e la tensione anodica presente in A_1 e sull'anodo di concentrazione. Così si noterà che la tensione sull'anodo A_1 invece di essere di 530 V è di soli 380 V, mentre l'alta tensione di recupero raggiunge il valore di 940 V invece di 880 V. Questi valori inesatti sono dovuti a una caduta di tensione troppo elevata nella resistenza R_1 ; di conseguenza dovremo subito prendere in considerazione il condensatore C_1 che, in effetti, presenta una notevole corrente di fuga. Ora, siccome l'oscillatore bloccato trae la sua alimentazione dall'alta tensione di recupero, quando nel punto a si aveva una tensione troppo bassa, come conseguenza si aveva una altezza insufficiente dell'immagine. Per quanto riguarda l'alta tensione di recupero, si deve notare che essa era troppo elevata perché il consumo dei circuiti che essa alimentava era diminuito.

Instabilità dell'ampiezza dell'immagine

Il difetto di cui ci occuperemo ora è caratterizzato da una variazione continua e irregolare dell'ampiezza verticale. Osservando lo schermo, si può notare che l'im-

magine, che in un momento è normale, un attimo dopo si riduce a una fascia di soli 20 cm di larghezza. Questa immagine ritorna, alcune volte, alla sua ampiezza normale lentamente e altre volte invece bruscamente.

Il controllo dello stadio finale di quadro, del trasformatore di quadro e delle bobine di deflessione non ha rilevato alcun difetto apparente. Allo stesso tempo lo oscillatore bloccato, equipaggiato con la sezione triodo della PCL 82 (fig. 3), verificato tenendolo indipendente dallo stadio finale, ha dato lo stesso difetto dell'immagine, cioè una variazione continua della ampiezza del dente di sega. Per maggior sicurezza, si è misurata anche la tensione anodica e si è potuto così constatare che essa variava con lo stesso ritmo del difetto suddetto. Grazie a queste prove è stato facile localizzare il guasto, dovuto alla resistenza R_1 il cui valore era soggetto a continue variazioni.

Luminosità non uniforme dello schermo

In questo caso il difetto è dovuto alla non uniformità della luminosità dello schermo e al suo aumento regolare da sinistra a destra. Grazie all'aiuto dell'oscilloscopio si è potuto constatare che dei segnali a dente di sega aventi la stessa frequenza di riga, si sovrappongono al segnale normale sul diodo di rivelazione video. Utilizzando una sonda rivelatrice RF, si è ritrovato lo stesso segnale parassita nello studio R.F. video. Continuando nell'indagine, si è ritrovato questo segnale a dente di sega lungo la linea del C.A.G., ma solamente per gli stadi F.I. (fig. 4). Concludendo, nel circuito C.A.G. si ritrovano gli impulsi di riga di ampiezza elevata, dell'ordine di 200 V, usati per sbloccare la valvola del C.A.G.. Di conseguenza, visti i difetti, si deve pensare che il guasto sia dovuto a un condensatore che non riusciva più a svolgere il suo ruolo di equalizzatore. Osservando il circuito si può vedere che questo condensatore è l'elettrolitico C_2 che ha perso quasi del tutto la sua capacità.

Difficile regolazione della luminosità

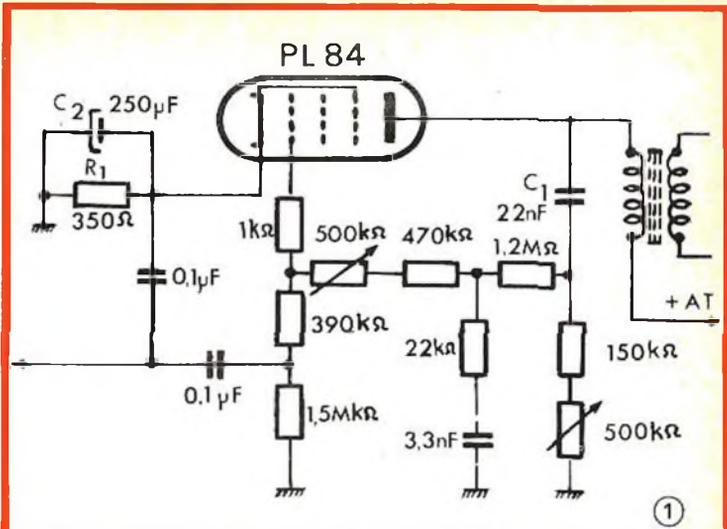
In questo caso ci occuperemo di un televisore che di quando in quando non permette di diminuire la luminosità, questo

Fig. 1 - Una fuga nel condensatore C, può provocare un tremolio nell'immagine.

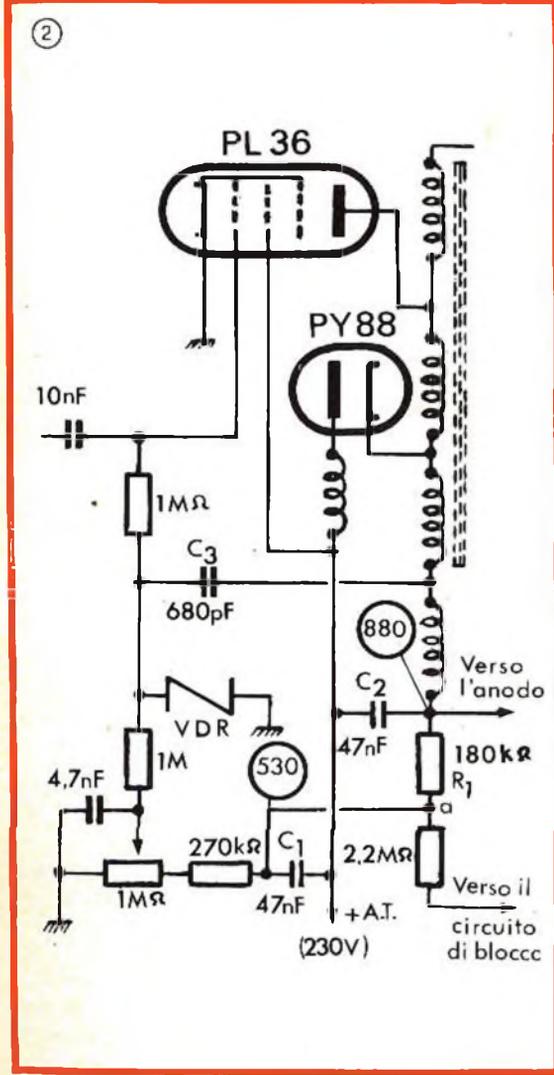
Fig. 2 - L'altezza insufficiente dell'immagine può essere dovuta alla diminuzione dell'alta tensione uscita dall'alta tensione di recupero.

Fig. 3 - L'ampiezza verticale variabile ad intermittenza può essere dovuta a una resistenza come R₁, il cui valore è instabile.

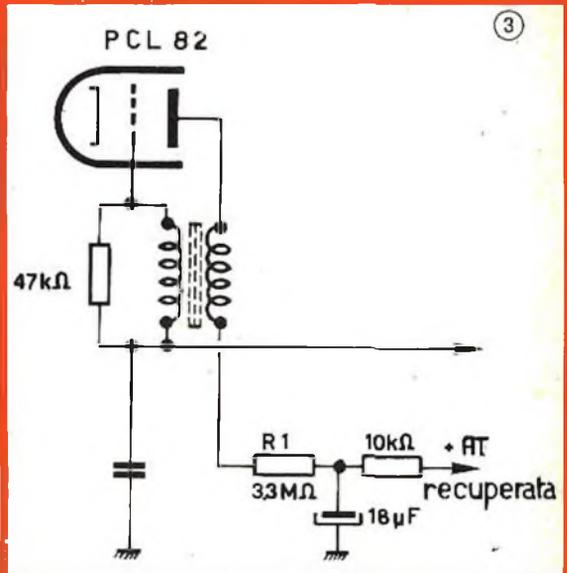
Fig. 4 - La rottura del condensatore C₁ fa apparire gli impulsi di riga sul circuito del C.A.G.



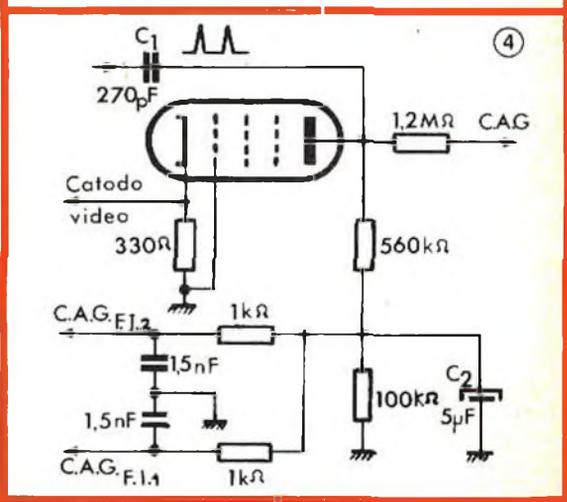
①



②



③



④

dà allo stesso tempo un peggioramento della qualità dell'immagine. Si è subito visto che la ricerca di questo guasto risultava difficile in quanto esso si manifestava ad intervalli irregolari.

Dopo vari tentativi, si è riusciti a localizzare il guasto collegando un voltmetro al catodo del cinescopio dopo la messa sotto tensione dell'apparecchio. Si può constatare che subito dopo aver acceso il televisore, sul catodo del cinescopio si aveva una tensione di circa 105 V, con una immagine normale. Il difetto si è fatto notare dopo un tempo abbastanza lungo e come conseguenza si è avuta una diminuzione della tensione catodica a 45 V. Dopo diverse prove, si è potuto accertare che il difetto era dovuto al condensatore C_1 avente un valore di 1,5 nF, come si può vedere in fig. 5. Questo condensatore di disaccoppiamento, andava in cortocircuito con intermittenza, provocando il suddetto difetto.

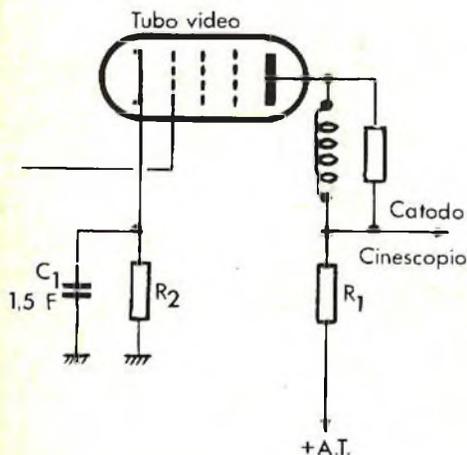


Fig. 5 - Un cortocircuito di R_2 con C_1 porta delle difficoltà per la diminuzione della luce.

Luminosità dello schermo non uniforme

Anche in questo caso come nel precedente, il difetto si manifesta a intervalli irregolari. Questo difetto si manifesta con delle zone più scure sui bordi di sinistra e di destra e più chiare al centro dello schermo. Si deve notare che il difetto si manifesta e scompare dando dei piccoli colpetti sul mobile del televisore. Di conseguenza, si può pensare che il difetto deb-

ba essere dovuto a un falso contatto oppure a una saldatura fredda o male effettuata.

Continuando nella ricerca del guasto si è potuto localizzare il cattivo contatto nel trasformatore di uscita di riga. Si è così scoperto che l'avvolgimento supplementare, utilizzato per prelevare gli impulsi di cancellazione dei ritorni di riga, era disaldato dal lato di massa come si può vedere in fig. 6.

Dopo aver constatato questo, controllando il circuito all'oscilloscopio, si è potuto notare che gli impulsi di cancellazione appaiono o scompaiono sulla griglia di Wehnelt con lo stesso ritmo del guasto.

Punto di scansione verticale

Il televisore in oggetto dopo qualche giorno di regolare funzionamento ha cominciato a presentare dei difetti. L'immag-

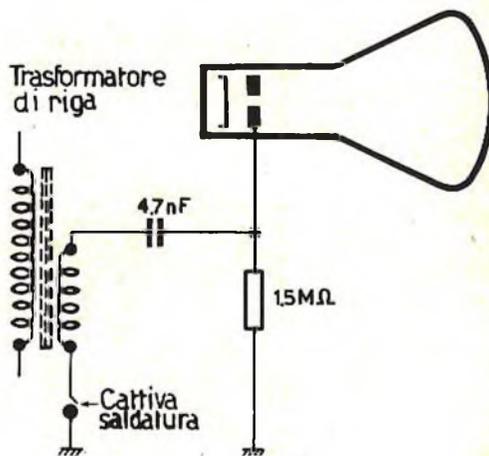


Fig. 6 - Una semplice cattiva saldatura può dare un rischiaramento dello schermo.

gine è ridotta a una sola linea orizzontale brillante al centro dello schermo.

In questo televisore si è utilizzato un circuito della base dei tempi di quadro di concezione particolare come si può vedere in fig. 7. Esso utilizza una valvola PCL 85 come amplificatore di quadro a due stadi, corretto da una controreazione fra il secondario del trasformatore di uscita e i due circuiti catodici.

NovoTest

BREVETTATO

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

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

- VOLT C.C. 8 portate 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V
100 V - 300 V - 1000 V
- VOLT C.A. 7 portate 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V
1500 V - 2500 V
- AMP. C.C. 6 portate 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA
500 mA - 5 A
- AMP. C.A. 4 portate 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS 6 portate $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$
 $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
- REATTANZA 1 portata da 0 a 10 M Ω
- FREQUENZA 1 portata da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz
(condens. ester.)
- VOLT USCITA 7 portate 1,5V (condens. ester.) - 15V - 50V
150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- DECIBEL 6 portate da -10 dB a +70 dB
- CAPACITA' 4 portate da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da
0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da
0 a 5000 μ F (alimentaz. batteria)

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

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

- VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V -
50 V - 250 V - 1000 V • VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V -
15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • AMP. C.C. 7
portate: 25 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA -
500 mA - 5 A • AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A -
50 mA - 500 mA - 5 A • OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ -
 $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
(campo di misura da 0 a 100 M Ω) • REAT-
TANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω • FRE-
QUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0
a 500 Hz (condensatore esterno) • VOLT
USCITA 6 portate: 1,5 V (condens.
esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V -
2500 V • DECIBEL 5 portate: da
-10 dB a +70 dB • CAPA-
CITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F
(aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da
0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (all-
imentazione batteria interna). Prote-
zione elettronica del galvanometro.
Scala a specchio, sviluppo mm 115,
graduazione in 5 colori.

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Cassinelli & C.



VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47
20151 MILANO



**ora anche
40.000 Ω/V**

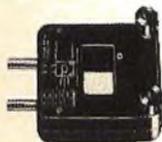
IN VENDITA PRESSO
TUTTI I MAGAZZINI DI
MATERIALE ELETTRICO
E RADIO-TV

TS 140 L. 10.800
TS 160 L. 12.500
franco ns. stabilimento

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA
DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portate 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



DERIVATORI PER LA MISURA
DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/30 portata 30 A
Mod. SH/150 portata 150 A



PUNTALE PER LA MISURA
DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.



TERMOMETRO A CONTATTO
PER LA MISURA Istantanea
DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N
campo di misura da -25° - 250°



CELLULA FOTOELETTRICA
PER LA MISURA
DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N
campo di misura da 0 a 20.000 Lux



DEPOSITI IN ITALIA:

- BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
- BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
- CATANIA - Elle Emme s.a.s.
Via Cagliari, 57
- FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo 38
- GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
- MILANO - Presso ns. sede
Via Gradisca 4
- NAPOLI - Cesarano Vincenzo
Via Strettola S. Anna alle Pa-
ludi 62
- PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Osento 25
- ROMA - Tardini di E. Careda e C.
Via Amatrice 15
- TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Ponè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

BREVETTATO

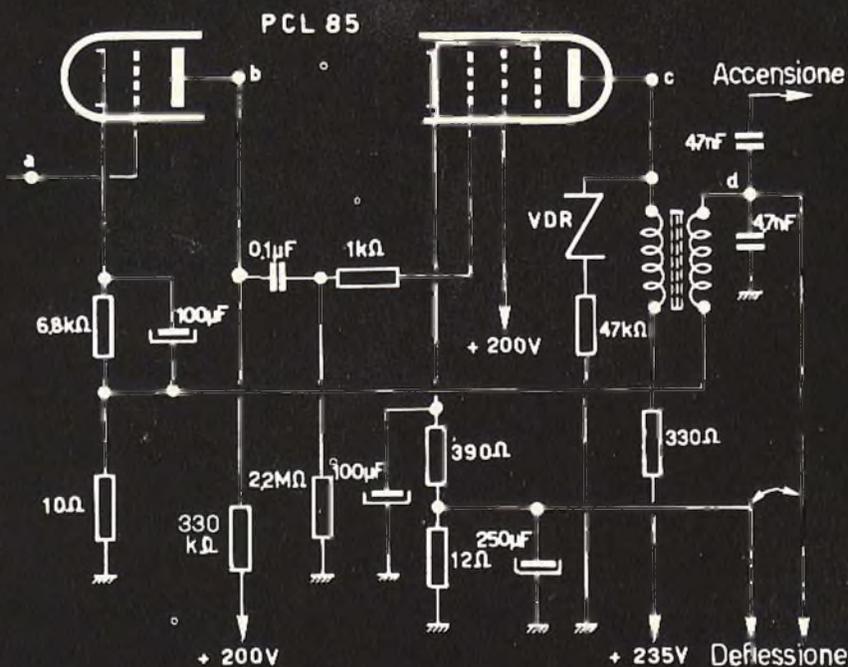


Fig. 7 - Un cortocircuito accidentale ha soppresso la deflessione verticale.



Fig. 8 - Il cortocircuito ha anche portato dei difetti sugli oscillogrammi di funzionamento.

Nella figura non è stato riportato il circuito dell'oscillatore di quadro, che è costituito da una PF 86. Passiamo ora all'esame del circuito all'oscilloscopio e si nota subito che il segnale di ingresso (punto a) è normale come mostra l'oscillogramma di fig. 8, mentre il segnale di uscita (punto b) non è normale per quanto riguarda l'aspetto e l'ampiezza del segnale; nella fig. 8 l'oscillogramma b₁ è l'oscillogramma normale, mentre il b₂ è l'oscillogramma rilevato; la stessa cosa è per il

punto C: C₁ è normale e C₂ è quello rilevato. Per finire si può constatare che sul secondario nel punto d, non vi è alcun segnale dove invece ci dovrebbe essere un segnale a dente di sega di circa 200 V da picco a picco. Continuando nella nostra indagine si è potuto constatare che il condensatore C₂ era in perfetto stato poi finalmente si è potuto rilevare il guasto che era dovuto a un cortocircuito nel collegamento fra il secondario e le bobine di deflessione.

TARATURA E REGOLAZIONE DEI RICEVITORI

FM

IL
RIPARATORE

II PARTE

In questa seconda parte dell'articolo riportiamo la descrizione dei vari tipi di circuiti multiplex, dei disturbi presenti nell'effetto stereofonico, ed infine diamo qualche cenno sull'allineamento dei circuiti a frequenza intermedia e sui sistemi indicatori per le trasmissioni stereofoniche.

Tipi di circuiti multiplex

I circuiti adattatori FM stereofonici multiplex possono venire classificati in due categorie: i circuiti di tipo matrice e i circuiti a « commutazione ». La fig. 1 mostra uno schema funzionale di un tipo di circuito a matrice e la fig. 2 quello di un circuito a commutazione.

Sui due tipi di circuiti è necessario applicare all'ingresso del demodulatore a diodi un segnale a 38 kHz di ampiezza elevata il cui valore efficace è di 5 V o più.

Due metodi vengono utilizzati per ottenere ciò: sia per mezzo di un oscillatore a 38 kHz, sincronizzato alla frequenza pilota locale a 19 kHz la cui frequenza è raddoppiata in trasmissione dal trasmettitore; oppure prelevando la frequenza pilota dal segnale composto, amplificandolo e duplicandolo.

L'assenza del segnale a 36 kHz o la sua riduzione d'ampiezza, provocano una grande distorsione di uscita e la soppressione della separazione fra i canali di sinistra e di destra. Sui montaggi con oscillatore locale è facile renderci conto del funzionamento dell'oscillatore, esaminando la forma d'onda, sia del transistor che del tubo oscillatore, essa deve avere la forma di una sinusoide.

Dopo aver constatato l'oscillazione, è necessario esaminare le tensioni di oscillazione su gli stadi amplificatori e duplicatori seguenti, fino al circuito di demodulazione in cui il segnale ha la forma di quella di fig. 3.

La differenza delle sinusoidi successive indica la presenza di componenti residue di 19 kHz dovute a una duplicazione imperfetta. Fintantochè questa differenza δ resta minima, in pratica non influisce sulle caratteristiche.

Sui circuiti che non hanno l'oscillatore locale, l'esame del segnale è simile, ma è necessario l'amplificatore a 19 kHz di fig. 4. Aumentando la tensione di iniezione a 19 kHz a un valore superiore a 0,1 V, si deve constatare l'aumento sensibile della tensione a 38 kHz applicata ai diodi del demodulatore. Nello stesso modo, diminuendo la tensione a 19 kHz al disotto di 0,1 V, si deve constatare una diminuzione sensibile di questa stessa tensione a 38 kHz (oppure diminuire in modo considerevole la tensione d'ingresso).

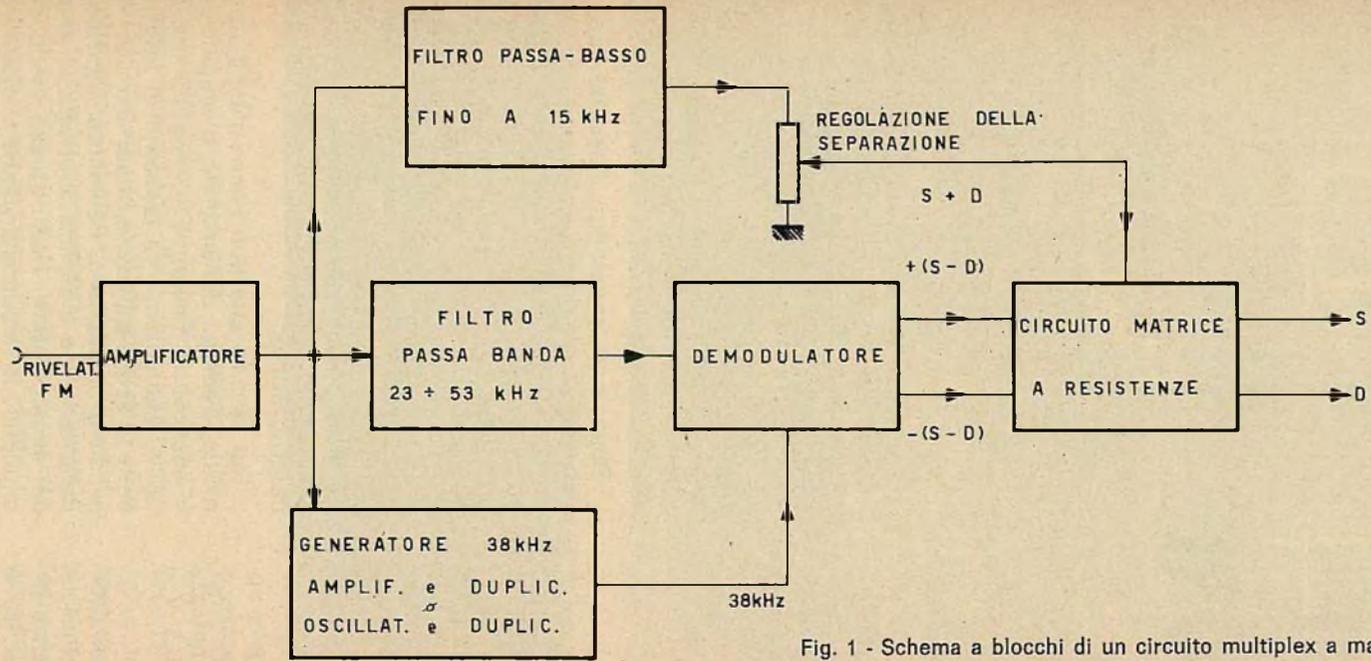


Fig. 1 - Schema a blocchi di un circuito multiplex a matrice.

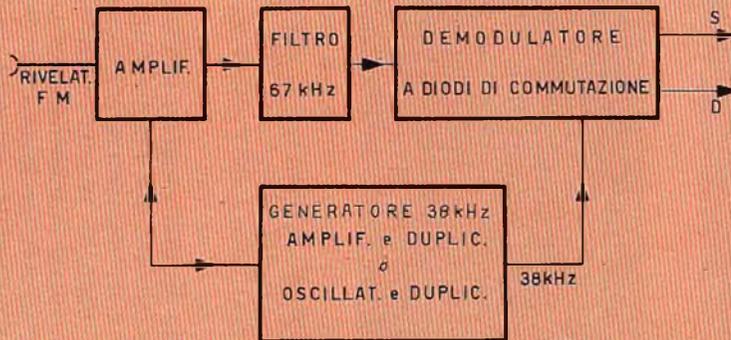


Fig. 2 - Schema a blocchi di un circuito multiplex a commutazione.

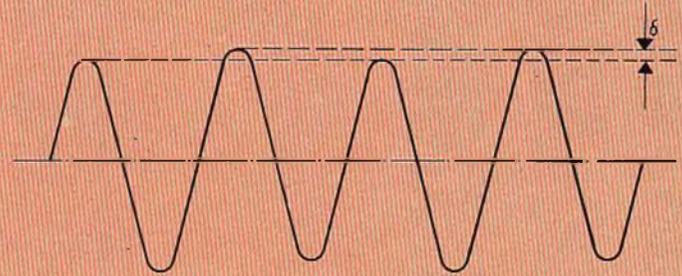


Fig. 3 - Forma d'onda del segnale di demodolazione.

Questa prova permette inoltre di rendersi conto se i diversi circuiti a 19 o 38 kHz sono accordati in modo conveniente.

Oscillatore desincronizzato

Il circuito di fig. 4 si deve utilizzare nel caso venga soppressa la sincronizzazione di un oscillatore a 19 kHz di un adattatore. È sufficiente, in effetti, constatare che le tensioni di oscillazione a 38 kHz siano di ampiezza normale sul demodulatore.

Queste tensioni devono essere sincronizzate con la tensione della frequenza pilota. Nel caso contrario, applicando all'ingresso dell'adattatore una tensione a 19 kHz di $0,1 V_{eff.}$, si sente un battimento, che dà origine a un suono cupo di bassa frequenza.

Disturbi nell'effetto stereofonico - Cattiva ricostituzione dei segnali stereofonici

Le tre cause più frequenti sono:

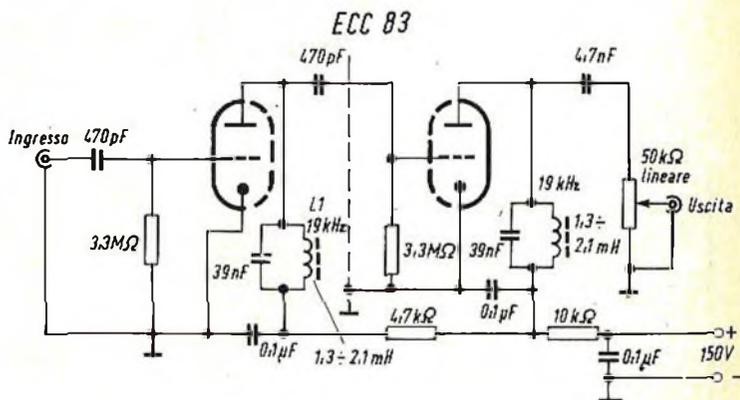
- 1) Diodi del demodulatore che precedono le uscite sinistra e destra o che sono male accoppiati (resistenze dirette non uguali o resistenze inverse non uguali).
- 2) Cattivo funzionamento del duplicatore di frequenza da 19 a 38 kHz.
- 3) Difetto del trasformatore a 38 kHz che precede i diodi demodulatori.

Esaminiamo ora questi tre punti in modo più dettagliato.

I diodi si possono verificare con l'aiuto di un semplice ohmetro; la misura deve essere fatta prima in senso diretto, poi nel senso di non conduzione invertendo la polarità dell'ohmetro sul diodo. È



Fig. 4 Circuito amplificatore a 19 kHz.



Dopo aver verificato gli elementi che danno luogo alle tensioni di sincronizzazione, il rimedio consiste nel sintonizzare accuratamente l'oscillatore.

Per determinare con sicurezza se la tensione di sincronizzazione viene applicata in modo esatto all'oscillatore, è necessario togliere il collegamento in modo provvisorio di un elemento di collegamento qualunque del circuito di sincronizzazione. Poi si deve ristabilire periodicamente il contatto di questo componente; ogni volta, l'oscillatore si deve « riattaccare » alla frequenza esatta (sincronizzazione).

preferibile il rapporto di 10. Quello che conta soprattutto è l'uguaglianza del rapporto per i due diodi. Con l'aiuto di un oscilloscopio, si può anche esaminare il segnale a 38 kHz all'uscita del duplicatore. Se l'oscillogramma ottenuto è simile a quello rappresentato in fig. 5, il funzionamento del duplicatore di frequenza non è esatto.

Agendo sui valori del circuito di griglia, nel caso di impiego di valvole, oppure del circuito di base, nel caso di impiego di transistor, dello stadio duplicatore a 38 kHz o dell'oscillatore pilota a 38 kHz (secondo il montaggio) si deve arrivare a

ottenere una sinusoide regolare e simmetrica.

Quando la duplicazione di frequenza viene ottenuta con l'aiuto di un paio di diodi, gli oscillogrammi successivi da ottenere secondo il punto di osservazione sui circuiti, sono rappresentati in fig. 6. In caso di funzionamento difettoso è consigliabile verificare i diodi D_1 e D_2 ; i transistor T_1 e T_2 , i trasformatori Tr_1 e Tr_2 e infine il condensatore C_1 .

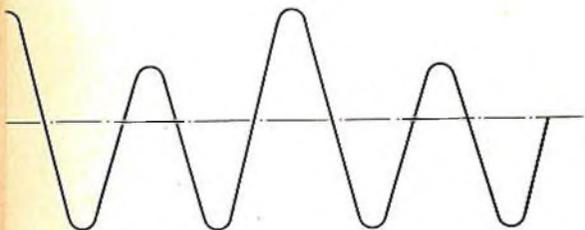


Fig. 5 - Forma d'onda del segnale a 38 kHz presente all'uscita del duplicatore.

I rumori nel funzionamento in stereofonia possono essere dovuti anche a una cattiva sincronizzazione come a causa del suono deformato, funzionamento sporadico della valvola, ronzii nell'ascolto ecc. Si può provare a ritoccare leggermente la regolazione della bobina L_1 (19 kHz); vedere la fig. 7.

Essendo questa sintonia molto critica, è consigliabile procedere solamente per quarti di giro del nucleo.

Togliere eventualmente il collegamento di una estremità della resistenza R_2 (circa 100 k Ω) per assicurarsi che il carico apportato al duplicatore non sia eccessivo. A questo punto è consigliabile controllare all'oscilloscopio la forma del segnale a 38 kHz presente sul collettore del transistor T_2 ; è necessario cercare di ottenere la simmetria richiesta come è stato detto in precedenza. Verificare l'esattezza delle tensioni sui tre elettrodi di questo transistor e procedere quindi alla stessa verifica sul transistor T_1 . Un difetto già

riscontrato era l'assenza della tensione o una tensione troppo bassa sul collettore di T_1 , dovuta a una interruzione della bobina L_2 , la corrente non passa che attraverso la resistenza R_1 , dell'ordine di 4,7 k Ω .

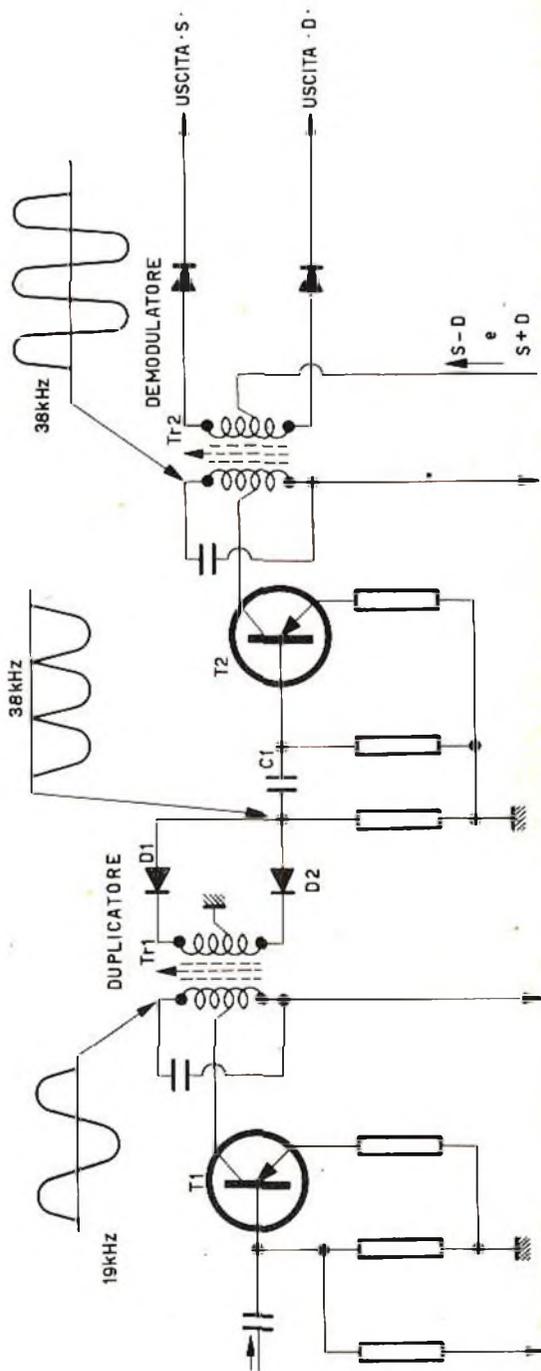


Fig. 6 - Oscillogrammi ottenuti nei vari punti del circuito.

Allineamento dei circuiti

Il metodo di funzionamento indicato per l'allineamento dei circuiti accordati di un adattatore multiplex è valido per i due

tipi di circuiti con amplificatore a 19 kHz e duplicatore a 38 kHz o con oscillatore a 19 kHz e duplicatore.

a) Applicare una tensione a 19 kHz di 0,1 V_{eff.} all'ingresso dell'adattatore. Osservare la tensione a 38 kHz all'ingresso di ciascun diodo di demodulazione. Alcuni montaggi sono a ponte equilibrato e vengono impiegati quattro diodi per ogni canale; su dei montaggi simili, la tensione da esaminare viene prelevata nel punto in

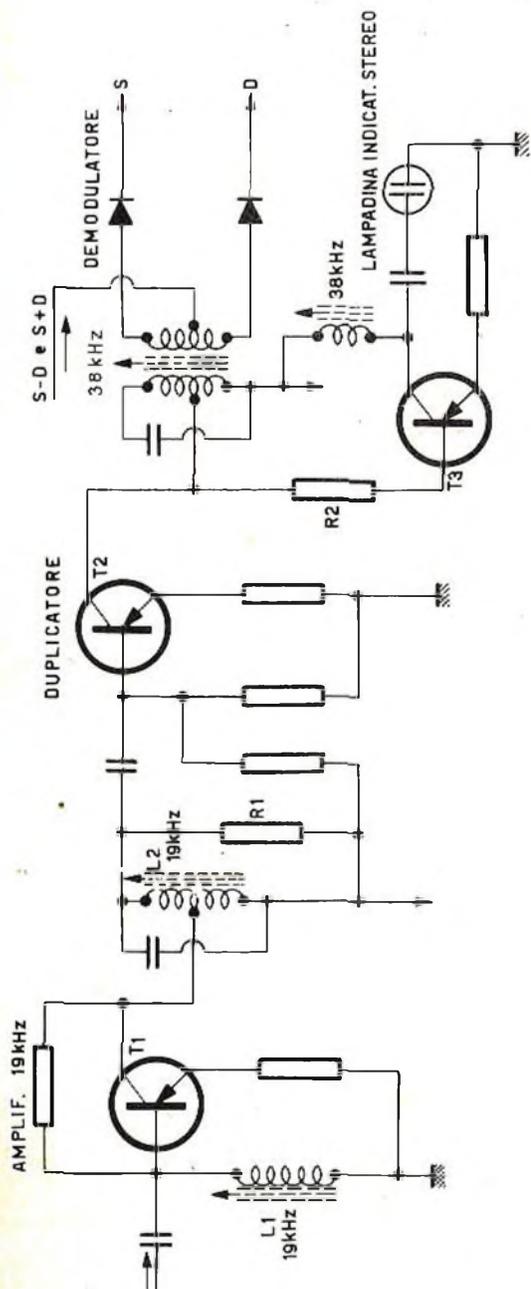


Fig. 7 - Esempio di circuito accordato.

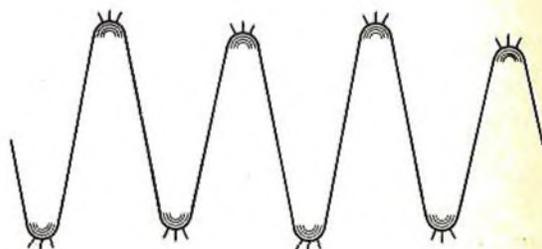


Fig. 8 - Oscillogrammi indicanti una perdita di sincronizzazione.

cui la tensione a 38 kHz viene applicata al ponte.

b) Sui montaggi senza oscillatore, la tensione a 38 kHz è visibile senza difficoltà. Sui montaggi con oscillatore, si deve constatare una tensione come quella di fig. 3 o di fig. 8 (perdita di sincronizzazione).

c) In ogni caso, è necessario regolare ciascun circuito accordato (19 o 38 kHz) con l'aiuto dei nuclei in modo da ottenere la tensione massima, e allo stesso tempo una buona simmetria e una buona sincronizzazione. Nei circuiti senza oscillatore, si constata un massimo per la regolazione ottima di ciascun circuito sulla sintonia. Nel caso di circuiti con oscillatore, è necessario sintonizzare all'inizio il circuito dell'oscillatore in modo da ottenere la sincronizzazione (l'oscillogramma di fig. 8 deve essere trasformato come quello di fig. 3).

In seguito si deve sintonizzare il circuito duplicatore a 38 kHz in modo da ot-

tenere un aumento dell'ampiezza delle tensioni a 38 kHz. Infine si devono sintonizzare i circuiti a 19 kHz vicino all'ingresso. Può essere necessario sintonizzare di nuovo l'oscillatore dopo aver regolato gli altri circuiti al fine di ritrovare la sincronizzazione, le regolazioni essendo interdipendenti, in particolare se si tratta dei circuiti multiplex a transistor.

d) Nel caso si trattasse del circuito di fig. 2, è necessario sopprimere la tensione d'ingresso di 19 kHz e sostituirla con una tensione dell'ordine di $0,1 V_{eff}$, a 67 kHz. Questo segnale deve avere una frequenza più vicina possibile ai 67 kHz, ma la sua frequenza esatta non è più critica come quella del segnale a 19 kHz; di conseguenza un oscillatore qualsiasi accordato sui 67 kHz può essere utilizzato come generatore. Consigliamo a questo punto di osservare la forma della tensione all'uscita del filtro a 67 kHz e regolare la bobina in modo tale che l'ampiezza della tensione a 7 kHz sia minima in uscita. A questo punto si deve constatare una brusca diminuzione.

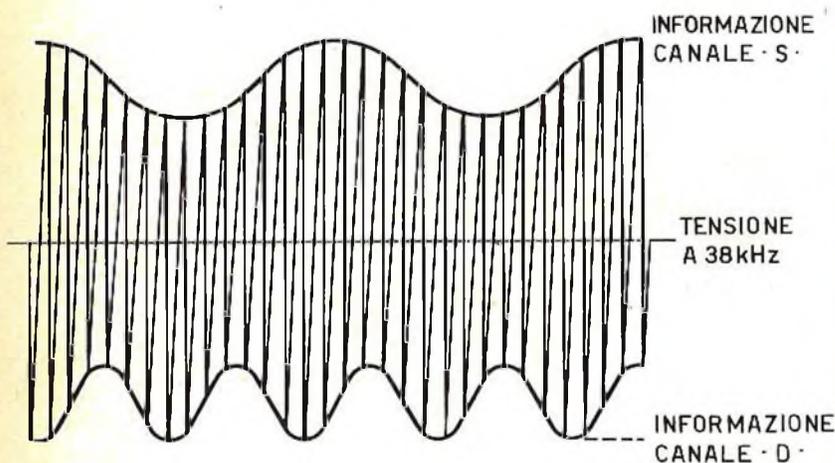


Fig. 9 - Oscillogrammi ricavati esaminando un segnale stereofonico prelevato su uno dei diodi del demodulatore.

e) Collegare l'ingresso dell'adattatore all'uscita del sintonizzatore FM stereo che si accorda su una stazione trasmittente multipla. Si deve constatare una netta separazione fra i due canali. Agire sul comando di separazione dei canali nel caso esistesse oppure agire molto delicatamente sul nucleo di regolazione dell'oscillatore per accentuare il più possibile l'effetto stereofonico.

Esaminando un segnale stereofonico esistente su uno dei diodi del demodulatore, si ottiene l'oscillogramma di fig. 9. Come si può vedere, esistono delle modulazioni dei due canali sulla parte superiore e su quella inferiore dell'oscillogramma. Queste modulazioni non sono evidentemente stabili, ma si ha un'idea della percentuale di modulazione della sottoportante (da 10 al 30 % al massimo) e ci si rende conto della differenza di modulazione.

La banda passante dei circuiti dei ricevitori (amplificatore F.I. in particolare) deve essere sufficiente per trasmettere senza diminuzione la totalità dell'informazione S—D, vedere la fig. 10. Ciò vuol dire che la trasmissione della banda da 23 a 53 kHz normalmente deve essere particolarmente lineare, senza che delle distorsioni di fase si possano produrre facendo una cattiva separazione dei canali S e D.

Il circuito di disaccentuazione previsto su un ricevitore a modulazione di fre-

quenza normale monofonico deve essere soppresso, al fine di trasmettere tutta la banda necessaria. La banda passante del ricevitore deve essere superiore a 180 kHz (a -3 dB). Il discriminatore del ricevitore deve essere lineare per una deviazione in frequenza di ± 75 kHz.

La curva di risposta dell'amplificatore a frequenza intermedia del ricevitore deve

presentare nel suo insieme una « cavità » minima e il fianco della curva del discriminatore deve essere il più rettilineo possibile al fine di rendere minime le rotazioni di fase. Come è noto, tutti gli spostamenti di fase del segnale a 38 kHz servono alla ricezione e alla decodificazione delle informazioni, che comprendono una miscelazione delle due vie. La fase di questo segnale ricostituito in ricezione deve essere lo stesso di quello del segnale che è servito alla decodificazione in ricezione.

In definitiva, osservando all'oscilloscopio il segnale stereo, composto, all'uscita « audio » del rivelatore FM del ricevitore o del sintonizzatore, si deve ottenere l'oscillogramma rappresentato in fig. 11 A; la linea di base deve essere più lineare possibile. In fig. 11 B, l'oscillogramma indica una attenuazione dell'informazione S—D e una perdita di separazione.

Una cattiva separazione delle due vie può essere dovuta alla notevole distorsione di fase che si vede sull'oscillogramma di fig. 11 c.

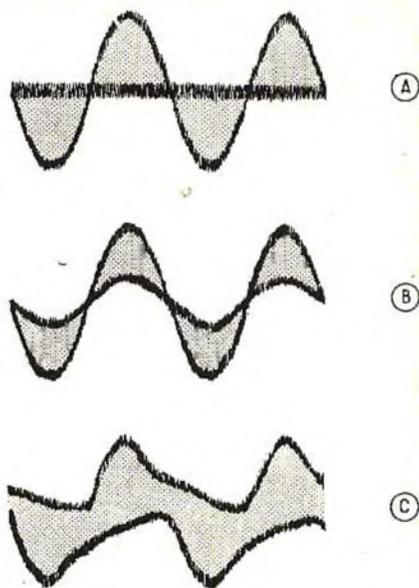


Fig. 11 - Oscillogrammi di un segnale composto stereofonico ricavato all'uscita audio del rivelatore FM.

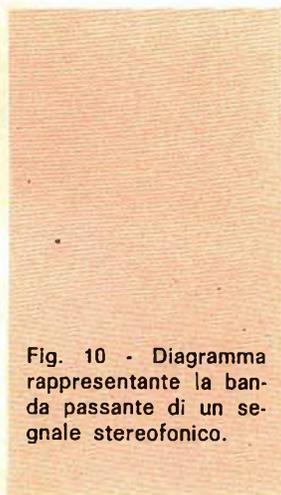
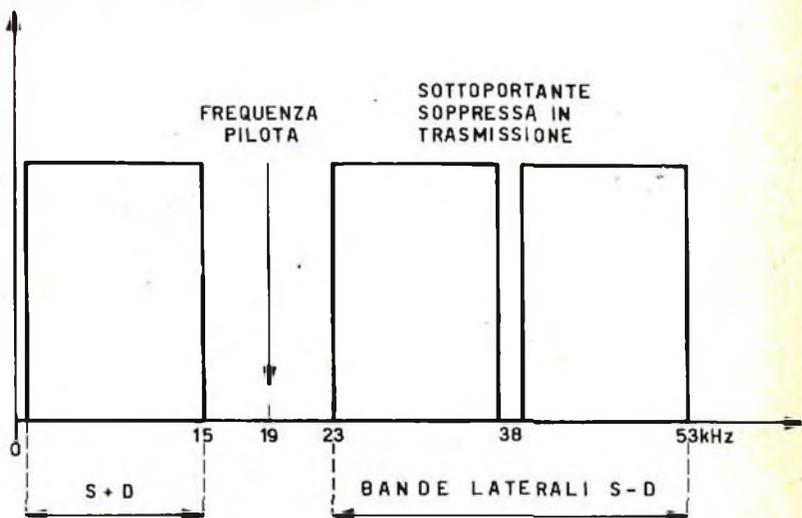


Fig. 10 - Diagramma rappresentante la banda passante di un segnale stereofonico.



In alcuni casi, anche quando l'adattatore è allineato in modo corretto e il campo irradiato dal trasmettitore stereofonico in ricezione è notevole, si constata una distorsione di fase. Quest'ultima è dovuta a delle riflessioni parassite delle onde, come quelle che provocano delle immagini fantasma in televisione.

Si deve notare che queste riflessioni si producono più spesso quando il campo è

forte in ricezione e l'utilizzatore pensa allora che una antenna interna sia sufficiente. Il solo rimedio è un'antenna esterna direttiva e orientata in modo conveniente.

Indicatori di trasmissioni stereofoniche

Per concludere, diciamo qualche parola sugli indicatori luminosi di trasmissioni stereofoniche.

Questi indicatori sono molto utili sugli adattatori multiplex e vengono impiegati molto di sovente. Il circuito è formato generalmente da uno o più circuiti accordati seguiti da un rivelatore e da un amplificatore di corrente continua; naturalmente è possibile utilizzare degli altri circuiti. La tensione disponibile all'uscita quando si tratta di trasmissioni stereofoniche, permette di illuminare una lampadina al neon o una piccola lampadina ad incandescenza (secondo il circuito) o di azionare tutto un altro sistema di avvertimento o indicatore, per esempio, per mezzo di un relè.

Più spesso, dopo la verifica abituale dei componenti di questo dispositivo (valvole, transistor, diodi, resistenze, condensatori) è sufficiente un riallineamento del o dei circuiti accordati per ristabilire il funzionamento di un simile indicatore.

La regolazione dei circuiti accordati di un decodificatore viene realizzata, dopo la

fabbricazione, con l'aiuto di un generatore FM multiplex speciale, queste regolazioni sono impossibili da effettuare a orecchio durante una normale trasmissione. Di conseguenza non è consigliabile toccare questi nuclei di regolazione perchè la sregolazione dei circuiti potrebbe costringervi a riportare l'apparecchio dal fabbricante oppure nel caso fosse provvisto di un oscilloscopio, alla ritaratura del circuito. In questo caso, oltre all'oscilloscopio sarà necessario anche un sintonizzatore FM ausiliario seguito da un amplificatore speciale a meno che non si sia in possesso di un generatore FM.

Ricordiamo che questi circuiti sono generalmente sensibili alla temperatura e quindi è consigliabile montare il decodificatore lontano dalle sorgenti di calore in modo da assicurare una buona stabilità termica.

(Da « Le Haut-Parleur »)

RADIOTECNICI - RADIORIPARATORI - RADIOAMATORI

UNA SOLA E' LA DIREZIONE...

E' 



The advertisement features a central illustration of a car's headlights illuminating a road that recedes into the distance. To the right of the car, there are two large circular insets with a red background. The upper inset contains several electronic components including a vacuum tube, a capacitor, a diode, and a transistor. The lower inset contains a variety of other components such as a transformer, a relay, a diode, and a transistor. The overall theme is electronics and radio repair.



34127 TRIESTE Via F. Severo, 138

OSCILLATORI SINUSOIDALI MONTAGGI PRATICI

L'A.B.C. DELLA
ELETTRONICA

Descriviamo in questo articolo una serie di semplici circuiti oscillatori sinusoidali equipaggiati sia a transistor che a valvole. I circuiti riportati devono essere considerati puramente teorici e quindi non realizzabili in pratica.

Gli oscillatori sinusoidali vengono impiegati in massima parte negli apparecchi radio, nei ricevitori televisivi, nei registratori, negli strumenti di misura e naturalmente nei trasmettitori di cui sono l'elemento principale. Ormai tutti i circuiti che qualche anno fa impiegavano delle valvole, sono stati equipaggiati di transistor tipo PNP o NPN ed ora anche con transistor ad effetto di campo.

Pensiamo che tutti i nostri lettori sappiano come sono fatti gli oscillatori a bobina che esistono in tutti i radiorecettori. In questo articolo riporteremo qualche esempio di circuito oscillatore sinusoidale a transistor che utilizzi degli elementi R e C oppure delle bobine. A questo punto ricordiamo ai nostri lettori che i circuiti riportati non sono stati realizzati praticamente dunque questi montaggi sono destinati solamente a dare una idea sulla loro costituzione.

Oscillatore semplice

Nel circuito di fig. 1, il numero degli elementi è molto ridotto infatti è composto solamente di un transistor T_1 , da due condensatori C_1 e C_2 , da una resistenza R, da una cuffia e da due batterie.

Questo montaggio in pratica non necessita di una bobina, in teoria lo schema è quello di un oscillatore sinusoidale di tipo Colpitts con una sola bobina che in pratica è rappresentata dall'avvolgimento della cuffia.

Come si può facilmente capire, la bobina della cuffia essendo percorsa dalla corrente alternata sinusoidale esaltata dall'oscillatore, funzionerà anche come riproduttore sonoro e l'utilizzatore percepirà un suono alla frequenza dell'oscillatore.

Il circuito Colpitts è basato sull'accoppiamento diretto fra il collettore e l'emettitore.

titore che corrisponde all'oscillazione e che permette l'impiego di una sola bobina al posto di due. Per generare l'oscillazione, è sufficiente mettere tra i terminali emettitore e collettore una capacità C_1 esterna, se quella elettronica, esistente fra questi due elettrodi, non basta a provocare l'oscillazione del sistema.

Dal punto di vista dell'alimentazione, si deve notare che il transistor è del tipo PNP montato con base a massa. Naturalmente in questo circuito l'emettitore deve essere positivo rispetto alla base mentre il collettore deve essere negativo; queste tensioni di polarizzazione diverse si otten-

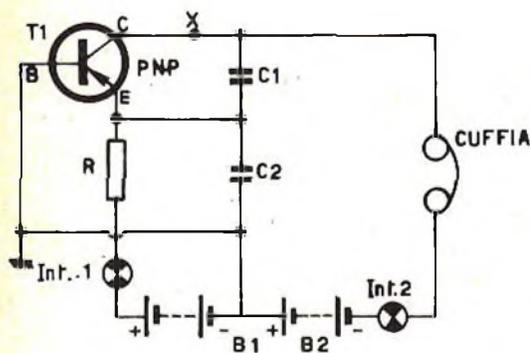


Fig. 1 - Esempio di circuito oscillatore equipaggiato di un transistor PNP.

gono per mezzo di due batterie separate. La resistenza R serve a limitare la corrente di polarizzazione dell'emettitore. Il condensatore C_2 posto in parallelo alla resistenza R serve a regolare l'accoppiamento fra l'emettitore e il collettore a un valore conveniente. Con un transistor PNP tipo OC70-OC71 o tipi equivalenti, gli elementi del circuito hanno i seguenti valori approssimativi: $C_1 = 10.000 \text{ pF}$, $C_2 = 0,25 \text{ }\mu\text{F}$, $R = 4,7 \text{ k}\Omega$, batterie da $1,5 \text{ V}$, cuffia da $2000 \text{ }\Omega$ d'impedenza.

Naturalmente questo circuito può essere cambiato in molti altri modi.

Impiego di un transistor N-P-N

In un circuito oscillatore naturalmente il transistor PNP può essere cambiato con un NPN. In questo caso, si avrà lo schema

corrispondente modificando quello di fig. 1 nel modo seguente:

- Cambierà prima di tutto il disegno del transistor che avrà la freccia dell'emettitore rivolta verso l'esterno (fig. 2).
- Invertire le polarità delle due batterie in modo che il collettore risulti positivo e l'emettitore negativo.

Questo naturalmente supponendo che le caratteristiche del transistor NPN siano del tutto uguali a quelle del transistor PNP. Per quanto riguarda il valore della resistenza R , essa dipende dal transistor

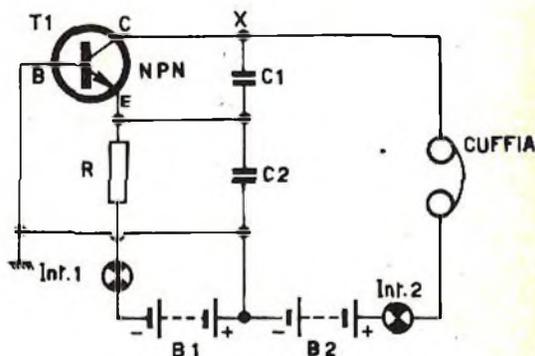


Fig. 2 - Esempio di circuito oscillatore equipaggiato di un transistor NPN.

scelto e deve essere tale che la corrente di emettitore sia molto bassa, dell'ordine di $300 \text{ }\mu\text{A}$.

Frequenza di oscillazione

Il valore risultante dal collegamento in serie dei due condensati C_1 e C_2 è dato da:

$$C_o = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

nel nostro caso essendo $C_1 = 10.000 \text{ pF}$ e $C_2 = 0,25 \text{ }\mu\text{F}$ si avrà:

$$C = \frac{10.000 \cdot 250.000}{10.000 + 250.000} = 9.600 \text{ pF}$$

Tenendo conto del coefficiente di autoinduttanza della bobina della cuffia L si potrà

determinare la frequenza di oscillazione con l'aiuto della formula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

In questa formula C è dato dal valore risultante dal collegamento parallelo di $C = 9.600 \text{ pF}$ e di C_p , che è la somma delle diverse capacità parassite, come la capacità ripartita della bobina e quella di uscita del transistor. Il valore approssimato di C sarà di 10.000 pF . Se il circuito funziona, si sente un suono nella cuffia e la frequenza f di questo suono può essere iden-

Se vogliamo conoscere il valore dell'impedenza Z si dovrà usare la formula:

$$Z = \omega L = 2\pi f L$$

se la frequenza è nota si può calcolare il valore di L. Supponiamo che sia uguale a 2.000Ω con $f = 1.000 \text{ Hz}$. Dalla formula riportata prima si ha:

$$2000 = 2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot L$$

dove $L = 1/3,14 \text{ H} = 0,318 \text{ H}$

La frequenza d'oscillazione dipende dal valore di C e in particolare di C_o , risultante da C_1 e C_2 in serie; è chiaro che se

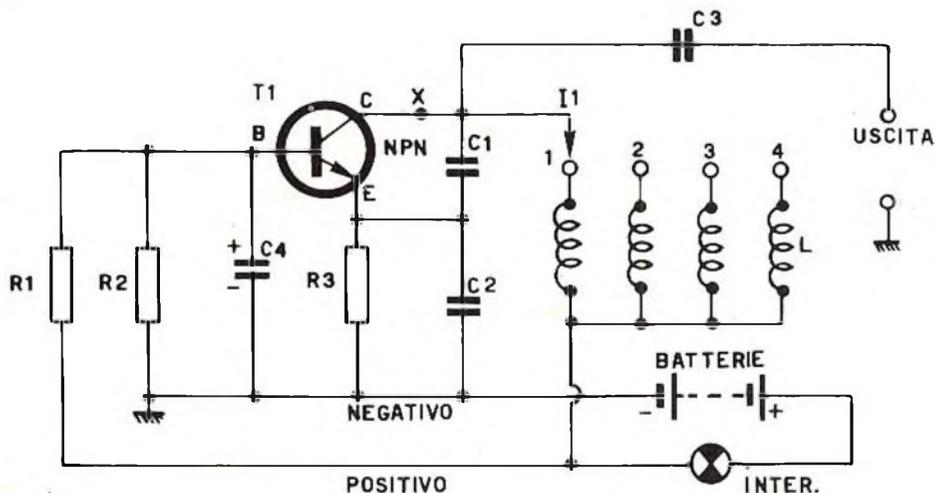


Fig. 3 - Esempio di circuito oscillatore alimentato per mezzo di una sola batteria.

tificata facilmente con l'aiuto di uno strumento musicale. Nel caso la frequenza f fosse di valore noto, il valore dell'induttanza L può essere calcolata con la formula seguente:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

Se la frequenza è in Hertz e la capacità in farad il valore di L sarà in henry. Nel caso in cui la frequenza abbia un valore di 4.000 Hz e il condensatore sia di 10.000 pF si avrà:

$$L = \frac{1}{6,28^2 \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot 10^{-8}}$$

$$= \frac{100}{640} \approx 0,155 \text{ H}$$

si modifica C_o si modificherà anche la frequenza f. Quando il valore di C_o viene moltiplicato per 4, la frequenza f sarà due volte più piccola.

Di conseguenza C_1 e C_2 hanno una notevole importanza sulla oscillazione. Questi due condensatori formano un partitore capacitivo di tensione con presa nel punto comune dei due condensatori collegati all'emettitore.

Consideriamo come valore e la tensione ai capi dei due condensatori in serie il cui valore totale è C_o .

Se e_1 è la tensione ai capi di C_1 ed e_2 quella ai capi di C_2 si ha la seguente relazione:

$$e_1 + e_2 = e$$

La tensione più bassa corrisponde al valore di capacità più elevata. Se si modifica C_0 si deve in generale modificare allo stesso tempo C_1 e C_2 nello stesso rapporto. Se, per esempio, si dovesse raddoppiare il valore di C_0 si dovrà prendere $C_1 = 20.000 \text{ pF}$ e $C_2 = 500.000 \text{ pF}$ e si avrà così $C_0 = 19.200 \text{ pF}$.

Modifica dell'alimentatore

Le due sorgenti di alimentazione possono essere sostituite con una sola naturalmente aggiungendo delle resistenze R_1 e R_2 come si può vedere dalla fig. 3. In questo caso la massa del circuito è collegata al polo negativo della batteria; siccome il transistor utilizzato nel circuito è di tipo NPN, il circuito di emettitore costituito dalla resistenza R_1 è collegato alla linea negativa, mentre quello del collettore termina sul positivo della batteria.

Per realizzare un'altra variante si sostituisce la cuffia con una bobina L o con diverse bobine di valori diversi messe in funzione dal commutatore I_1 . Si realizza così un oscillatore che dà dei segnali di frequenza diversa secondo il valore della bobina L in funzionamento.

Un condensatore C_3 dell'ordine di $0,5 \mu\text{F}$ permetterà di disporre di una uscita di segnale. Si potrà così utilizzare il segnale nelle diverse applicazioni anche amplificandolo se necessario.

Considerando il circuito di fig. 3, si può vedere che la base del transistor è polarizzata dal partitore di tensione $R_1 - R_2$ collegato fra i due capi dell'alimentatore, il disaccoppiamento è assicurato dal condensatore C_4 che ha una capacità dell'ordine di $10 \mu\text{F}$. I valori di R_1 e R_2 dipendono dal transistor scelto e dalla tensione della batteria.

Naturalmente lo stesso montaggio si può realizzare con un transistor PNP invertendo semplicemente le polarità della batteria e del relativo condensatore C_4 . Come si può facilmente capire, nei circuiti alimentati da due batterie si dovranno di-

porre due interruttori mentre sul circuito con una sola batteria ne basterà uno.

Il punto X rappresenta il posto di una resistenza dell'ordine di 1.500Ω la cui inserzione permette di ridurre le armoniche del segnale e di dare a questo una forma più simile possibile a una sinusoide.

Oscillatore RC a sfasamento

In fig. 4 abbiamo riportato lo schema elettrico di un oscillatore RC, come si può vedere il circuito è equipaggiato di un solo transistor di tipo NPN; anche in questo caso si può usare un PNP variando la polarità della batteria. Come è noto applicando un segnale sulla base di un transistor, sul collettore si otterrà un segnale inverso. Quando questo segnale di uscita viene invertito una seconda volta e lo si applica alla base, si avrà una oscillazione. Nel circuito di fig. 4, la seconda inversione viene realizzata dal circuito di collegamento fra il collettore e la base formato dai seguenti componenti: $R_5 - C_1 - R_1 - C_2 - R_2 - C_3 - R_3 - R_4$. Per dei valori esatti delle resistenze e dei condensatori, il sistema oscilla a una certa frequenza f e il segnale è di forma sinusoidale con una distorsione molto bassa, dell'ordine dello 0,25%.

Il segnale si ottiene ai capi della resistenza R_5 . Il condensatore isolatore C_4 viene posto fra il cursore di questo potenziometro e l'uscita. Con l'aiuto del potenziometro R_5 è possibile regolare l'ampiezza del segnale.

Se il transistor è del tipo 2N170 o simile, NPN o PNP, la tensione della batteria sarà di $22,5 \text{ V}$ e gli elementi avranno i valori seguenti: $R_1 - R_2 = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 820 \text{ k}\Omega$; $R_5 =$ potenziometro lineare da $10 \text{ k}\Omega$; $C_1 = C_2 = C_3 = 2.000 \text{ pF}$, $C_4 = 0,1 \mu\text{F}$.

La frequenza d'oscillazione è determinata dai valori delle resistenze $R_1 - R_2 - R_3$ e dai condensatori $C_1 - C_2 - C_3$. Con i valori indicati si avrà una frequenza di oscillazione di circa 2.000 Hz . Per ottenere delle frequenze di oscillazione diverse si deve modificare il prodotto RC che è inversamente proporzionale alla frequenza; nel

nostro caso si avrà $RC = 20$ ns. Nel caso si volesse avere una frequenza di oscillazione di 1.000 Hz il valore di RC dovrà essere di 40 ns, utilizzando per i condensatori un valore doppio e cioè 4.000 pF invece di 2.000 pF.

cuito di quest'ultimo elettrodo, si dispone la bobina L e il suo condensatore variabile o fisso di sintonia C_4 .

Il condensatore C_3 serve a shuntare la batteria. Un interruttore permette di togliere o di ristabilire l'alimentazione di

COMPONENTI
$R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$
$R_4 = 820 \text{ k}\Omega$
$R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ potenziometro lineare
$C_1 = C_2 = C_3 = 2.000 \text{ pF}$
$C_4 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$

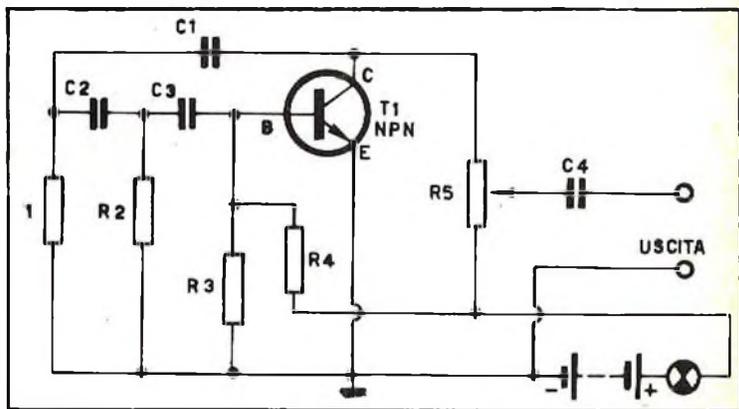


Fig. 4 - Circuito elettrico di un oscillatore a sfasamento.

Oscillatore RF

Il montaggio ad accoppiamento per mezzo di condensatore fra il collettore e lo emettitore permette l'impiego di una sola bobina oscillatrice; questo semplifica il montaggio quando si desidera ottenere diverse gamme di frequenza di oscillazione.

Il circuito di fig. 5 del tipo Colpitts, utilizza un transistor PNP del tipo 2N247 o di tipo equivalente. Questo circuito assomiglia molto ai circuiti di figg. 1 - 2 e 3 ma può funzionare in alta frequenza se il transistor scelto è del tipo RF e il circuito accordato LC4 è previsto per delle frequenze scelte.

Si tratta ancora di un circuito a base comune, essendo la base B polarizzata dalle resistenze $R_3 - R_4$ e disaccoppiata dal condensatore C_2 . Il circuito di emettitore comprende due resistenze, una fissa R_1 e l'altra variabile realizzata con un potenziometro R_2 .

Per l'accoppiamento dell'oscillatore si collega un condensatore C_1 di bassa capacità fra l'emettitore e il collettore. Nel cir-

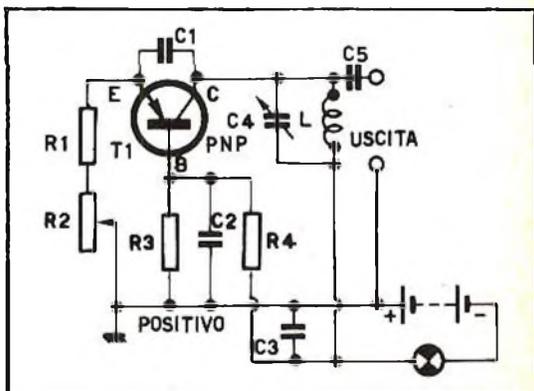


Fig. 5 - Circuito elettrico di un oscillatore tipo Colpitts.

COMPONENTI
$R_1 = 220 \text{ }\Omega$
$R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ potenziometro
$R_3 = 3,9 \text{ k}\Omega$
$R_4 = 39 \text{ k}\Omega$
$C_1 = 10 \text{ pF}$
$C_2 = 50000 \text{ pF}$
$C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_4 = 100 \text{ pF}$ regolabile o fisso
$C_5 = 10 \text{ pF}$
Batteria = $7,5 \div 9 \text{ V}$

questo circuito. L'uscita è isolata dal collettore per mezzo del condensatore C_5 .

Con questo oscillatore si possono ottenere dei segnali RF fino alla frequenza di 50 MHz. Il valore dell'induttanza L del circuito si calcola con l'aiuto della formula di Thomson tenendo conto della capacità C_4 .

Per esempio se la capacità C_4 è di 25 pF, la formula di Thomson darà una induttanza L di 100 μ H con una frequenza di 10 MHz. Nel caso si utilizzi un condensatore variabile la cui capacità può raggiungere 100 pF circa, la frequenza raggiungerà i 5 MHz.

Se invece prendiamo dei valori di L più bassi (effettuando delle prese sulla bobina di 10 μ H) si otterranno delle gamme di frequenza più elevate.

Per frequenze minori di 10 MHz, può darsi che sia necessario aumentare i valori di tutti i condensatori e specialmente di C_1 e C_5 .

Con il potenziometro R_2 si può regolare l'inizio dell'oscillazione; è logico che una buona regolazione darà una oscillazione stabile e dei segnali sinusoidali che potranno essere controllati con l'aiuto di un oscilloscopio. Si noterà così che è possibile realizzare un altro dispositivo di uscita con l'aiuto di una bobina L_1 accoppiata in modo stretto a L .

Oscillatore a ponte di Wien

Questo oscillatore può essere realizzato sia con l'aiuto di valvole che di transistor. Il circuito di fig. 6 è equipaggiato di tre pentodi e non vi è nel circuito alcuna bobina e di conseguenza il segnale sinusoidale fornito è molto puro.

Il funzionamento è basato sul fatto che la tensione di uscita dalla valvola V_2 viene trasmessa alla griglia di V_1 con un sistema $R'C'$ serie seguito da un sistema RC parallelo. Gli elementi R e R' sono commutabili in modo da ottenere diverse gamme di frequenza.

Con dei valori particolari di guadagno dell'amplificatore e degli elementi, l'ampli-

ficatore non oscilla che per una frequenza data dalla formula:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R C R' C'}}$$

e siccome $R = R'$ e $C = C'$ si avrà:

$$f = \frac{1}{2\pi R C}$$

Il valore della frequenza è determinato dal valore di $R = R'$ e da $C = C'$ che possono venire scelti, per quanto riguarda le resistenze, per mezzo dei commutatori $I_1 - I_2$ collegati insieme, mentre, per quanto riguarda i condensatori, per mezzo della variazione continua dei condensatori CV_1 e CV_2 collegati insieme.

Con questo generatore si ottiene così una banda totale che si estende da 20 Hz a 1 MHz; le frequenze più basse sono ottenute con il commutatore $I_1 - I_2$ in posizione 1. Quando i condensatori variabili sono al massimo della capacità, la frequenza f è più bassa.

Il segnale fornito dall'oscillatore costituito da V_1 e V_2 è collegato per mezzo di un condensatore da 0,1 μ F e di una resistenza di 1 M Ω , sulla griglia della valvola V_3 , amplificatrice finale montata in circuito a catodo-follower la cui uscita è sul catodo, in quanto la placca è collegata direttamente alla tensione di + 200 V.

L'uscita del generatore è preceduta da un attenuatore che dà circa 10 V in posizione A, 1 V in posizione B, 0,1 V in posizione C, 10 mV in posizione D e 1 mV in posizione E quando il cursore del potenziometro da 100 k Ω , è dal lato del condensatore da 40 μ F.

La tensione di uscita è regolabile in modo continuo da zero alla tensione massima determinata dalla posizione del commutatore I_3 dell'attenuatore.

La frequenza massima è di 1 MHz, in posizione 5 del commutatore $I_1 - I_2$ con i condensatori variabili al minimo della capacità.

Con l'aiuto del potenziometro da 5 k Ω si può regolare la stabilità dell'apparecchio e migliorare la forma del segnale in modo che si avvicini il più possibile a quello di una sinusoide.

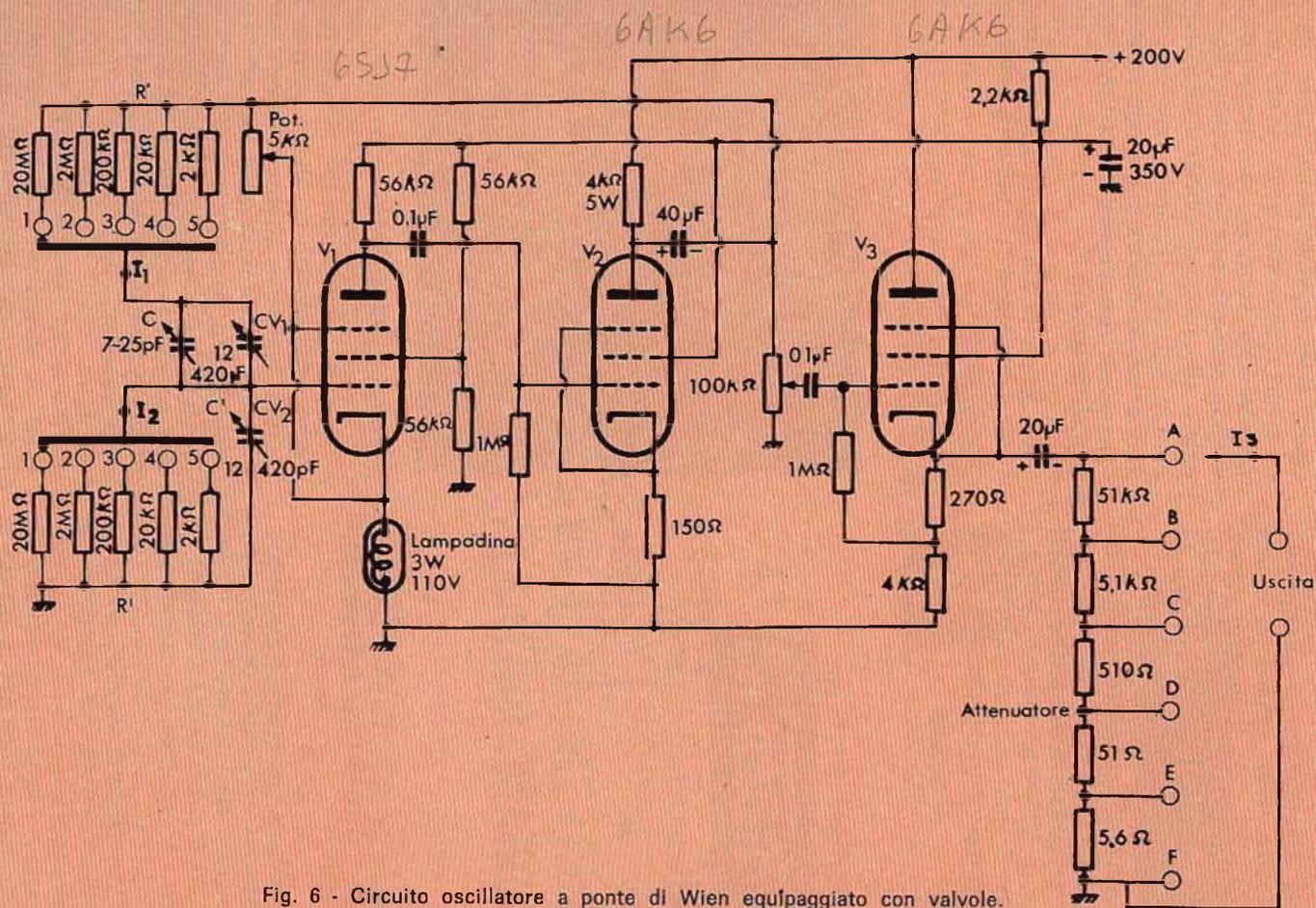


Fig. 6 - Circuito oscillatore a ponte di Wien equipaggiato con valvole.

La prova deve essere fatta per confronto con quella di un generatore preciso, utilizzando un oscilloscopio secondo uno dei metodi già noti.

La valvola stabilizzatrice inserita nel circuito catodico della valvola V, è una lampadina da 3 W - 110 V; questo valore non è critico in quanto esiste la regolazione realizzabile con il potenziometro da 5 k Ω .

Le valvole usate nel nostro circuito sono del tipo 6AK6 ($V_2 - V_3$) e 6SJ7 (V_1), naturalmente si possono sostituire questi tipi con altri di fabbricazione piú recente, naturalmente avendo cura di ridimensionare alcuni componenti del circuito.

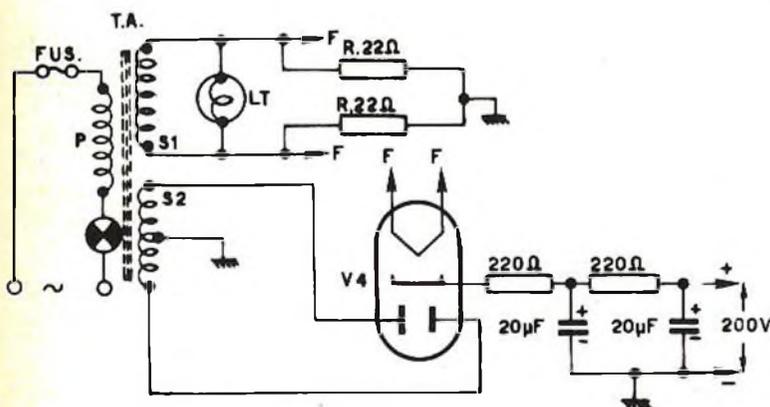


Fig. 7 - Alimentatore adatto ad alimentare l'oscillatore a ponte di Wien.

L'alimentazione deve fornire una tensione di 220 V - 50 mA ed è fornita dal circuito di fig. 7.

Il trasformatore deve avere un primario P previsto per la tensione di rete, mentre il secondario deve fornire una tensione di 6,3 V - 2 A circa. L'altro avvolgimento secondario dovrà dare una tensione di 2 x 300 V - 50 mA. Nel circuito alimentatore viene impiegata la valvola raddrizzatrice 6X4 il cui filamento è alimentato a 6,3 V, in parallelo alle valvole $V_1 - V_2 - V_3$ sul secondario S_1 . La presa intermedia allo stesso potenziale collegata a massa è determinata da due resistenze da 22 Ω . La lampadina da 1,3 o 7 V (0,1 - 0,3 A) è invece posta sull'altro avvolgimento secondario S_1 .

Durante la messa a punto si potrà modificare il valore della resistenza R_i in modo da ottenere 200 V sul carico. I valori dei condensatori elettrolitici di questo generatore e del relativo alimentatore non sono critici e possono anche essere maggiorati del 20% senza portare inconvenienti. Questo alimentatore deve essere ben calcolato allo scopo di evitare tutti i sovraccarichi sul trasformatore che non deve ne vibrare ne scaldare in modo anormale. I filamenti verranno alimentati per mezzo di due fili isolati.

Un alimentatore stabilizzato è necessario se la tensione di rete non è sufficientemente stabile.

Circuito a transistor

La parte oscillatrice del circuito precedente equipaggiato a valvole utilizza due pentodi oppure si possono trovare anche dei triodi. Naturalmente questi ultimi possono essere sostituiti con dei transistor PNP o NPN normali oppure con dei transistor ad effetto di campo le cui caratteristiche si avvicinano ancora di piú a quelle delle valvole.

I transistor normali tipo PNP o NPN collegati a emettitore comune, dunque con l'ingresso sull'elettrodo di base, hanno delle resistenze d'ingresso relativamente basse mentre i circuiti R'C' (vedere fig. 6) sono a resistenza elevata nelle diverse posizioni del commutatore.

È consigliabile quindi utilizzare all'ingresso un transistor ad effetto di campo che possiede una resistenza di ingresso molto elevata che può superare anche i 10 M Ω .

La fig. 8 indica il principio di montaggio dei circuiti RC e R'C' per quanto riguarda un transistor FET.

Si può vedere in questa figura il circuito RC - R'-C' rappresentato senza commutatore, l'ingresso sull'elettrodo G₁ del transistor a effetto di campo, la sorgente S e il drain D.

Il resto del circuito può essere equipaggiato con transistor normali oppure con degli altri FET.

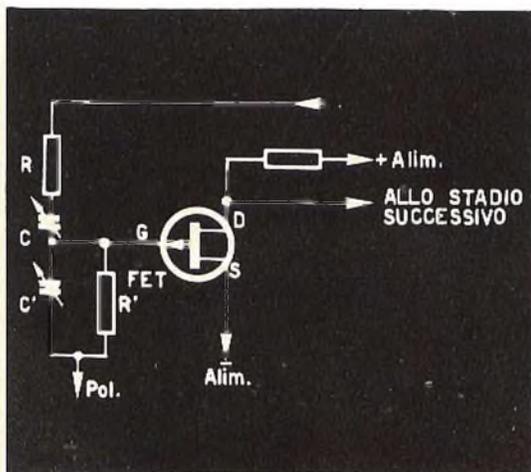


Fig. 8 - Sezione di un circuito oscillatore equipaggiato di un transistor ad effetto di campo.

Informiamo i nostri lettori che nei giorni 29 e 30 marzo 1969 si terrà a Pordenone, nei locali della Fiera Campionaria, la IV Fiera Nazionale del Radioamatore, organizzata dalla Sezione Provinciale dell'Associazione Radiotecnica Italiana.

Eventuali informazioni possono essere richieste alla Fiera Campionaria di Pordenone o alla Associazione Radiotecnica Italiana, Sezione di Pordenone, via Molinari n. 37.



MALLORY

MALLORY BATTERIES S.r.l.

20158 Milano - Via Catone, 3 - Tel. 37.61.888

PILE AL MERCURIO E ALCALINO MANGANESE

Agenzie con deposito:

10143 TORINO

P.zza G. Perotti, 1 - Tel. 740.129

35100 PADOVA

Via Malaspina, 9 - Tel. 37.183

50122 FIRENZE

Via Tripoli, 45 - Tel. 263.583

42100 REGGIO EMILIA

Via Cambiatori, 2/1 - Tel. 44.358

ROMA

Recapito Tel. 374.057

80133 NAPOLI

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

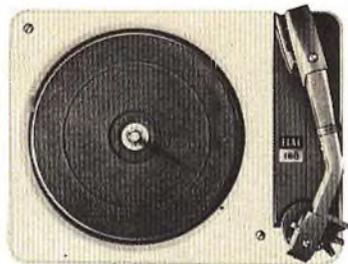
UN IMPIANTO COMPLETO Hi-Fi

ad un prezzo
veramente
eccezionale

L. 59.500



AA/0800-00



ELAC 160



ZA/0805-00

2 diffusori AA/0800-00
Potenza nominale: 10 W
Campo di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Impedenza: 8 Ω

1 cassetto stereo « ELAC »
mod. 160

4 velocità - motore sincrono a 2 poli

1 amplificatore stereo
mod. mst-9

Potenza d'uscita musicale per canale: 9 W
Risposta di frequenza:
20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB
Sensibilità: 250 mV
Impedenza: 8 Ω

Richiedetelo presso tutte le Sedi G.B.C.

VHF
UHF

UN SELETTORE DI CANALI TUTTO ELETTRONICO

**NUOVI
COMPONENTI**

Nel quadro di questa rubrica presentiamo un nuovo selettore di canali VHF/UHF nel quale la sintonia è ottenuta non con mezzi meccanici ma elettronicamente mediante diodi varicap.

Era inevitabile che i diodi a capacità variabile « entrassero » anche in quel componente del televisore nel quale sembrava che la sintonia dovesse essere fatta sempre con mezzi meccanici. Intendiamo parlare del selettore di canali VHF/UHF. In questo importante componente del televisore, l'accordo sui vari canali VHF/UHF è ottenuto, come tutti sanno, con mezzi meccanici: con un tamburo ruotante nei selettori VHF, con condensatori variabili in modo continuo nei selettori UHF.

Questi mezzi meccanici usati per ottenere l'accordo sui vari canali hanno sempre vincolato i selettori di canali in determinate posizioni del mobile del televisore ed hanno sempre costituito un freno alla fantasia del progettista di mobili.

Il nuovo selettore di canali VHF/UHF equipaggiato con diodi al silicio varicap svincola il selettore di canali dalle posizioni che fino ad oggi esso era costretto ad assumere.

Principio di funzionamento

È di una semplicità estrema. Al posto del condensatore variabile del circuito oscillante accordato su un determinato canale abbiamo un **diodo**. Naturalmente un diodo speciale un diodo che funziona da condensatore variabile. Questi diodi nei quali variando la tensione inversa ad essi applicata si riesce a variare in maniera cospicua la **capacità della giunzione** erano fino ad oggi usati per impieghi speciali. Come per tutti i componenti elettronici, la produzione in massa ha consentito di ridurne il prezzo, e di poterli quindi inserire, con i grandi vantaggi che essi portano con sé, anche nelle apparecchiature per uso civile.

Ritornando al selettore **tutto elettronico** diciamo che in esso la sintonia e la scelta dei canali si fa girando semplicemente un potenziometro, o premendo un pulsante. Il selettore può essere siste-

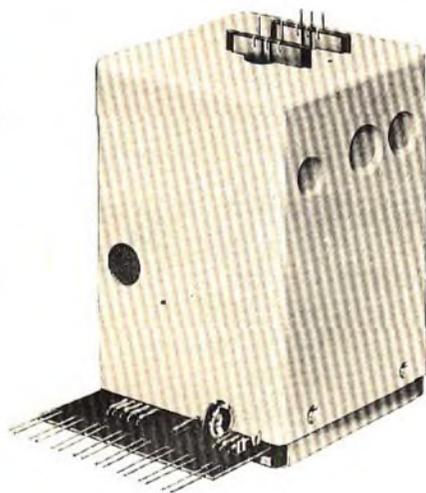
mato in qualsiasi parte dello chassis o del mobile mentre i comandi di sintonia possono essere ospitati nelle posizioni convenzionali.

Dopo aver illustrato sommariamente la « novità » contenuta nei nuovi selettori con varicap, passeremo a descrivere un selettore tutto elettronico attualmente offerto dal mercato ai costruttori di televisori.

Caratteristiche del selettore varicap Philips

Questo sintonizzatore consente l'accordo sulle seguenti bande TV:

banda I VHF - 47-68 MHz
(canali 2-4)



Per compensare le tolleranze dei potenziometri di sintonia, è stato posto al di fuori della scatola metallica un trimmer potenziometrico che dovrà essere regolato dopo che il sintonizzatore è stato collegato ai potenziometri di sintonia. Ciò è importante specialmente in UHF dove serve a dare l'esatto valore di polarizzazione ai rispettivi diodi.

Se si desidera tarare l'amplificatore a F.I. applicando un segnale a F.I. nello stadio mescolatore, si potrà usare il « test point » che si trova sulla piastra di montaggio di base del sintonizzatore (base del transistor mescolatore - banda I UHF). Ciò si potrà fare con i canali 8-12.

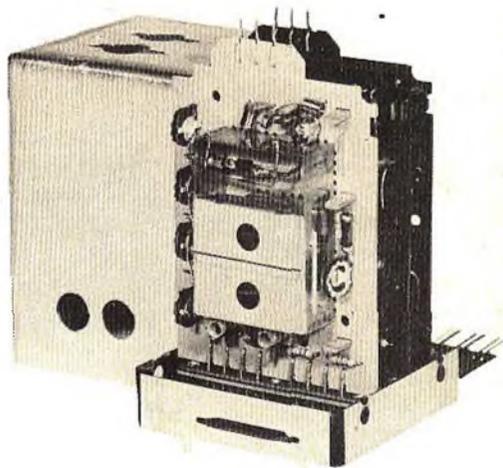


Fig. 1 - Selettore « tutto elettronico » nel quale l'accordo dei canali è ottenuto mediante diodi varicap (diodi la cui capacità può variare al variare della tensione inversa).

banda III VHF - 174-230 MHz
(canali 5-12)

bande IV/V UHF - 470-860 MHz
(canali 21-69).

È costituito da tre piastrine a circuito stampato una per la banda I VHF l'altra per la banda III VHF e la terza per le bande IV/V UHF. Ciascuna piastrina contiene un sintonizzatore completo e viene inserita mediante piedini sulla piastra di montaggio di base. Il tutto è racchiuso da una scatola di metallo.

Per le bande I e III VHF il sintonizzatore possiede uno stadio amplificatore R.F. funzionante con un transistor planare al silicio BF 196 per la banda I ed un transistor BF 200 per la banda III. La selettività d'ingresso è fatta con un filtro passa-banda.

Il circuito interstadiale a doppio accordo è accordato mediante due diodi-capacità BB 105; un terzo diodo accorda l'oscillatore che è equipaggiato con il transistor planare al silicio BF 194 per

la banda I e con il transistor BF 195 per la banda III.

Nella banda I VHF un altro transistor BF 196 funziona da mescolatore. Questo stesso transistor funziona da amplificatore a F.I. per la banda III VHF e per le bande IV/V UHF. Questi segnali (VHF e UHF) vengono applicati alla base di questo transistor.

Per la banda I VHF, il circuito d'uscita a F.I. è formato da un unico circuito accordato avente un Q elevato. È stata prevista la possibilità di aggiungere all'esterno della scatola metallica un resistore di smorzamento ed un condensatore di accoppiamento.

III VHF. All'ingresso è posto un filtro passa-alto. Lo stadio amplificatore R.F. è equipaggiato con il transistor planare al silicio BF 180 mentre nello stadio mescolatore autooscillante si trova il transistor BF 181. Un diodo di commutazione BAX 13 collega l'uscita a F.I. alla base dello stadio mescolatore della banda I VHF.

Questo sintonizzatore necessita di una tensione di alimentazione negativa di 12 V. È possibile comunque alimentare il sintonizzatore anche con un valore più elevato di tensione dato che i resistori di emettitore degli stadi d'ingresso si trovano al di fuori della scatola metallica e possono quindi essere facilmente sostituiti con altri resistori aventi il valore

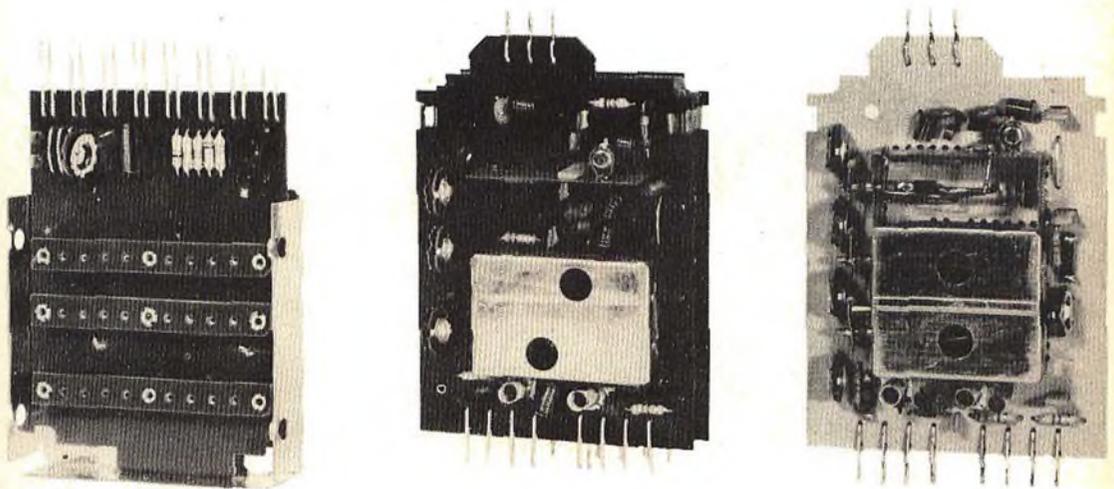


Fig. 2 - A sinistra, è indicata la piastra di base dove si trovano i reofori per il collegamento ai circuiti esterni. Al centro si vede il selettore VHF, a destra il selettore UHF.

Per la banda III VHF, il circuito d'uscita a F.I. è formato da un filtro passa-banda a doppio accordo dal quale il segnale può successivamente pervenire al transistor mescolatore della banda I VHF. In questa maniera è possibile fissare il valore della larghezza di banda del circuito a F.I. ed il valore del condensatore d'accoppiamento, a seconda delle esigenze del circuito.

Per la sezione UHF sono stati usati gli stessi criteri di progetto delle bande I e

richiesto dalla più elevata tensione di alimentazione. Quest'ultima richiederà resistori di caduta aggiuntivi anche negli stadi oscillatore. Gli stadi d'ingresso e gli stadi oscillatori hanno differenti collegamenti alla tensione di alimentazione; ciò allo scopo di impedire il disaccordo dell'oscillatore tutte le volte che la corrente dello stadio amplificatore di R.F. varia sotto l'influenza di C.A.G.

Anche i resistori di base degli stadi d'ingresso si trovano al di fuori della scatola metallica del sintonizzatore; ciò

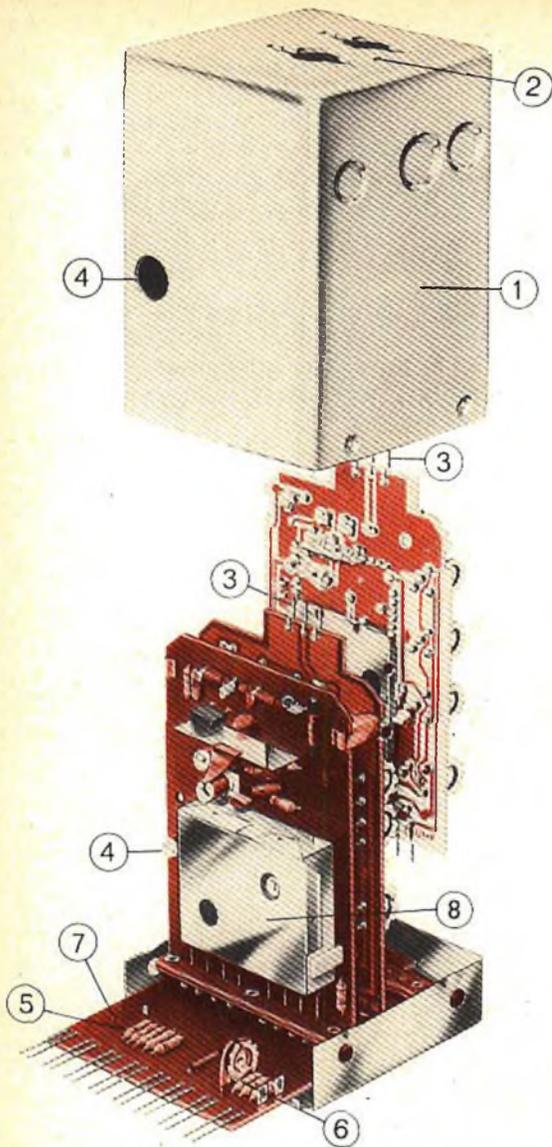


Fig. 3 - Illustrazione indicante la posizione e la sistemazione delle piastrelle di circuito stampato contenenti rispettivamente il selettore VHF e UHF. Punti di regolazione del selettore:

- 1 - Scatola in alluminio
- 2 - Per fissaggio del cavo o del balun
- 3 - Ingresso antenna
- 4 - Per regolazione del primario a F.I. Il sintonizzatore non richiede altre regolazioni.
- 5 - Resistori di caduta dei circuiti di base e di emettitore. Sono portati all'esterno per consentire una loro sostituzione nel caso venga usata una tensione di alimentazione diversa da -12 V .
- 6 - Trimmer potenziometrico per la messa a punto della tensione di polarizzazione del diodo varactor.
- 7 - Posto per resistori di smorzamento della F.I.
- 8 - Schermatura doppia anti-irradiazione.

allo scopo di agevolare l'adattamento al generatore della tensione C.A.G.

Per i diodi a capacità variabile è richiesta una tensione di 28 V . I potenziometri di sintonia debbono avere una presa a $+3\text{ V}$ in modo da avere una tensione variabile tra $+3\text{ V}$ e $+28\text{ V}$. Le tre tensioni e cioè $+3\text{ V}$, il valore intermedio variabile e $+28\text{ V}$ debbono essere applicate al sintonizzatore; qui una rete resistiva assicura che le posizioni fondo-corsa dei potenziometri di sintonia coincidano esattamente con i limiti della banda (ad eccezione dell'estremo superiore della banda I VHF).

DATI CARATTERISTICI

1) Semiconduttori impiegati

Banda I	VHF	BF196	BF196	BF194	3xBB105
Banda III	VHF	BF195			3xBB105
Bande IV/V	UHF	BF180	BF181		3xBB105

2) Temperatura ambiente

$0\text{ }^{\circ}\text{C} \div 50\text{ }^{\circ}\text{C}$

3) Tensioni di alimentazione e per l'accordo, assorbimento di correnti

Tensione di alimentazione — $12\text{ V} \pm 10\%$

C.A.G. da -9 V (guadagno mass.) a $1,5\text{ V}$ per la banda I VHF, a 4 V per la banda III VHF, a $4,5\text{ V}$ (guadagno minimo)

Tensioni per l'accordo variabili da $+3\text{ V}$ a $+28\text{ V}$

Assorbimento di corrente con alimentazione a -12 V

	senza C.A.G.	C.A.G. massimo
VHF I	12	22 mA
VHF III	10	16 mA
UHF IV/V	12	17 mA

4) Impedenza d'ingresso

$7,5\ \Omega$ asimmetrica con balun (a richiesta) $300\ \Omega$ simmetrici

5) Rapporto onde stazionarie (VSWR)

	VSWR (senza C.A.G.)	VSWR massima (entro il campo di azione del C.A.G.)
VHF I	< 3	4,5
VHF III	< 3	4,5
UHF canali 21-50	< 3	4,5
UHF canali 50-69	< 5	6

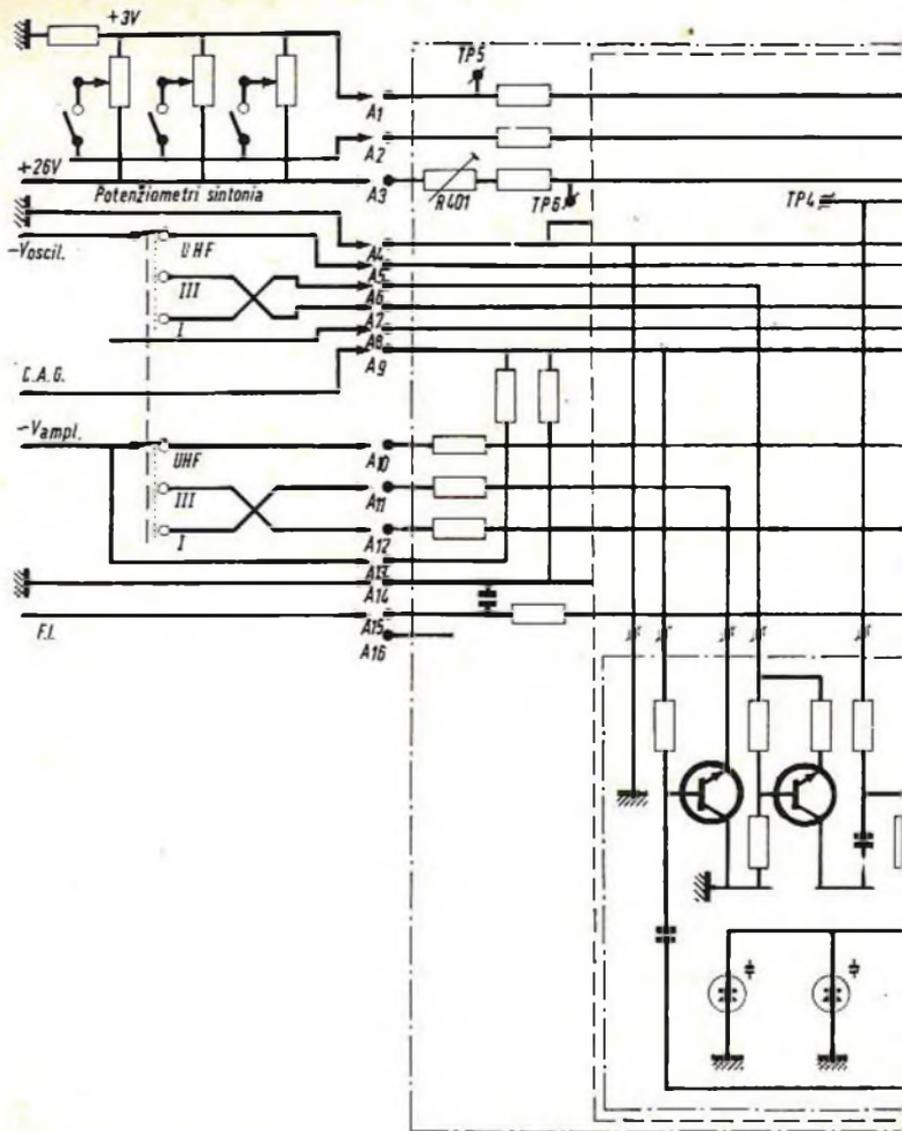
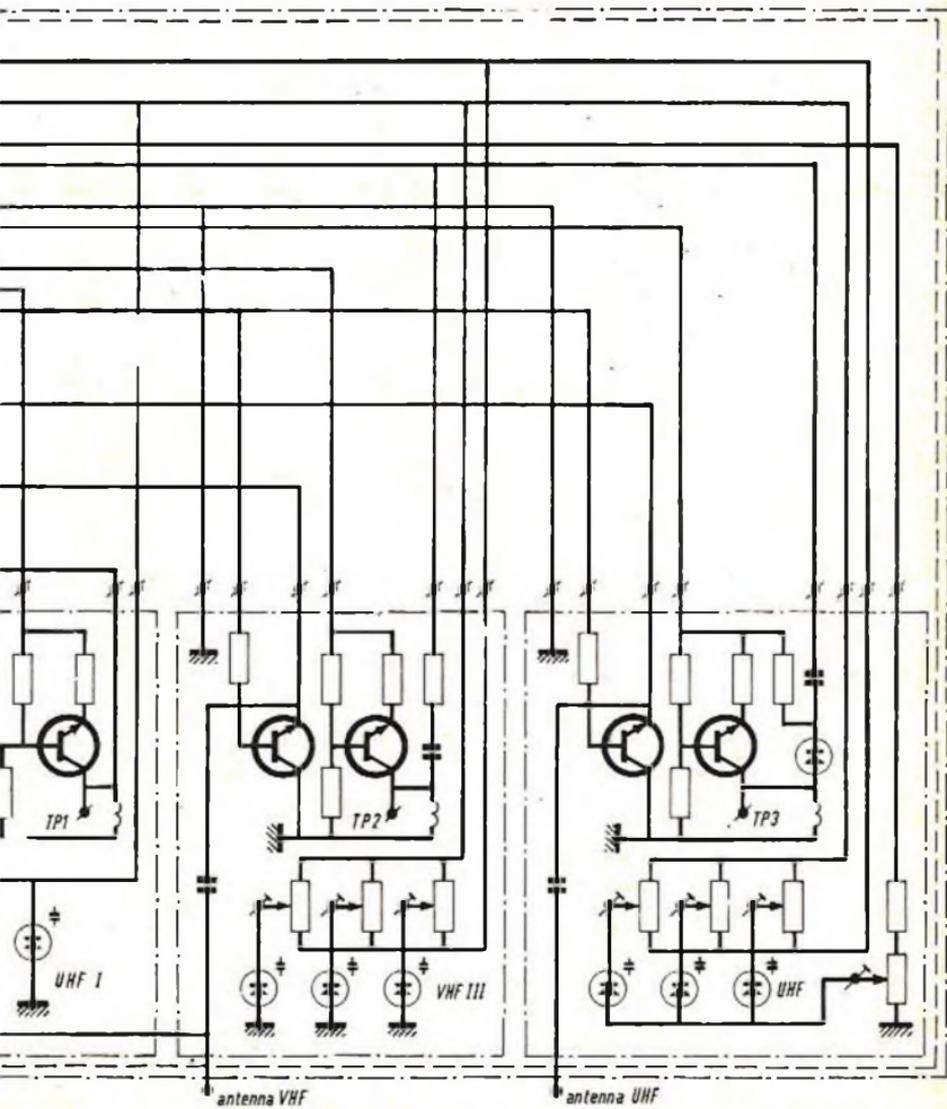


Fig. 4 - Schema elettrico semplificato del selettore.



6) Azione del C.A.G.

VHF I	> 40 dB
VHF III	> 40 dB
UHF IV/V	> 30 dB

7) Guadagno in potenza

Guadagno in potenza (valore medio) con un unico circuito accordato a F.I. avente una larghezza di banda di MHz a — 3 dB.

VHF I	35 dB
VHF III	35 dB
UHF IV/V	33 dB

Guadagno in potenza (valore medio) con un circuito a F.I. a doppio accordo, avente una larghezza di banda di 7 MHz a — 3 dB ed una insellatura di 0,5 dB.

VHF I	32 dB
VHF III	33 dB
UHF IV/V	31 dB

8) Figura di rumore

	K To	dB
VHF I	4-5	6-7
VHF III	4-6	6-8
UHF IV/V	6-10	8-10

9) Reiezione della F.I. (valori medi)

VHF I	> 30 dB
VHF III	> 60 dB
UHF IV/V	> 60 dB

10) Reiezione di immagine

VHF I	> 60 dB
VHF III	> 60 dB
UHF IV/V	> 34 dB

11) Deriva della frequenza dell'oscillatore

a) Variazione del 10 % della tensione di alimentazione

	Δf
VHF I	< 300 kHz
VHF III	< 300 kHz
UHF IV/V	< 800 kHz

b) Durante il tempo di riscaldamento del ricevitore (3...60 sec.)

	Δf
VHF I	< 100 kHz
VHF III	< 100 kHz
UHF IV/V	< 500 kHz

c) Per variazione della temperatura ambiente da + 25°C a + 40°C.

VHF I	< 300 kHz
VHF III	< 300 kHz
UHF IV/V	< 500 kHz

12) Microfonicità

In normali condizioni di lavoro non si riscontra nessun fenomeno di microfonicità.

SUGGERIMENTI PER IL MONTAGGIO DEL SELETTORE

L'assenza di perni e di altri vincoli meccanici permette di collocare questo selettore in qualsiasi punto del telaio del ricevitore.

Il selettore può essere fissato su circuito stampato o su telaio. Nel primo caso il fissaggio viene effettuato mediante dei piedini che dopo essere stati infilati nei fori corrispondenti del circuito stampato vengono ritorti di 90° (fig. 5a).

Questi stessi piedini possono però essere inseriti su una staffa metallica che può essere fissata a sua volta al telaio mediante viti (fig. 5b).

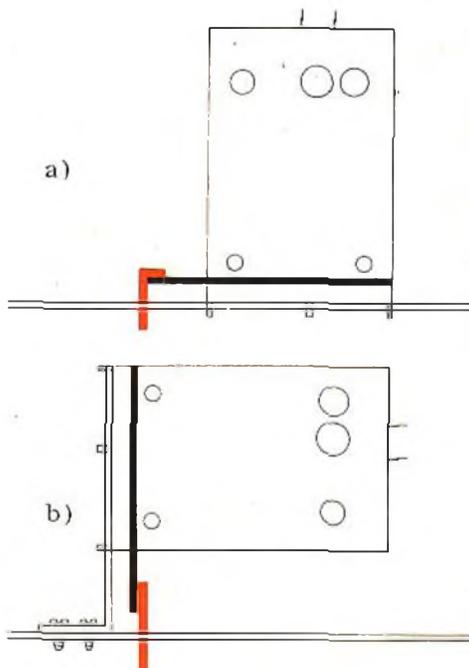
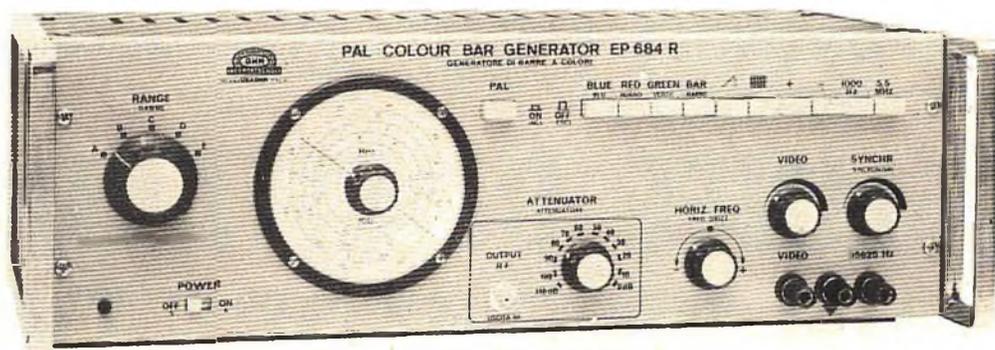


Fig. 5 - Alcuni sistemi di fissaggio del selettore " tutto elettronico ".

I collegamenti elettrici del selettore possono far capo alla piastra di circuito stampato sulla quale potrebbe essere sistemato l'amplificatore a F.I. del ricevitore.

Questo selettore può essere montato e orientato nelle più svariate maniere, non escluso il fissaggio allo stesso mobile del televisore.

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



della
START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (MI) Tel.: 9060424/5/6

CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

Negli articoli di questa serie si è molte volte parlato di quei « dispositivi » che, disposti lungo il cammino dei vari segnali presenti in un ricevitore TV a colori, provvedono a ritardarne la velocità di transito. Intendiamo parlare delle « linee di ritardo ». In questo articolo si illustreranno appunto le due tipiche linee di ritardo usate in un TV a colori, e cioè quella posta « lungo il cammino » del segnale di luminanza e quella posta « lungo il cammino » del segnale di cromaticanza.

LE LINEE DI RITARDO IN UN RICEVITORE TVC

A CHE COSA SERVONO E COME FUNZIONANO

In fig. 1 è indicato mediante uno schema a blocchi il cammino dei due segnali (di luminanza e di cromaticanza) in un ricevitore TV a colori PAL. Si vede subito che in esso compaiono due linee di ritardo: una si trova inserita lungo il « cammino » del segnale di luminanza e lo ritarda di un po' meno di $1 \mu\text{s}$; l'altra è posta lungo il « cammino » del segnale di cromaticanza e lo ritarda di circa $64 \mu\text{s}$.

LINEA DI RITARDO DEL SEGNALE DI LUMINANZA

In un ricevitore TVC, il segnale di luminanza viene applicato ai catodi del cinescopio mentre il segnale di cromaticanza prima di essere « trasformato » nei tre classici segnali differenza di colore (R-Y) (V-Y) e (B-Y) che verranno applicati alle griglie controllo del cinescopio, deve attraversare circuiti molto complessi.

È evidente però che i segnali rispettivamente di luminanza e di cromaticanza

che si riferiscono ad uno stesso punto della immagine trasmessa, **debbono presentarsi nello stesso istante** sui rispettivi elettrodi di controllo del cinescopio. Il **tempo di transito** del segnale di luminanza dovrà pertanto essere « artificialmente » incrementato mediante una linea di ritardo in maniera da simulare, in definitiva, un tempo di transito più lungo e cioè come quello del segnale di cromaticanza.

Tra i molti tipi di linea di ritardo che possono essere inseriti nel « canale » del segnale di luminanza, il tipo generalmente più usato è quello a capacità distribuita. Questo tipo di linea di ritardo dà buone prestazioni e costa poco.

Una linea di ritardo di questo tipo è costituita generalmente da un bastoncino di materiale plastico che viene usato come supporto, intorno al quale, per formare le capacità distribuite vengono disposti un foglio di rame ed uno di polistirene. Sopra a questi fogli viene avvolto uniformemente del filo di rame smaltato.

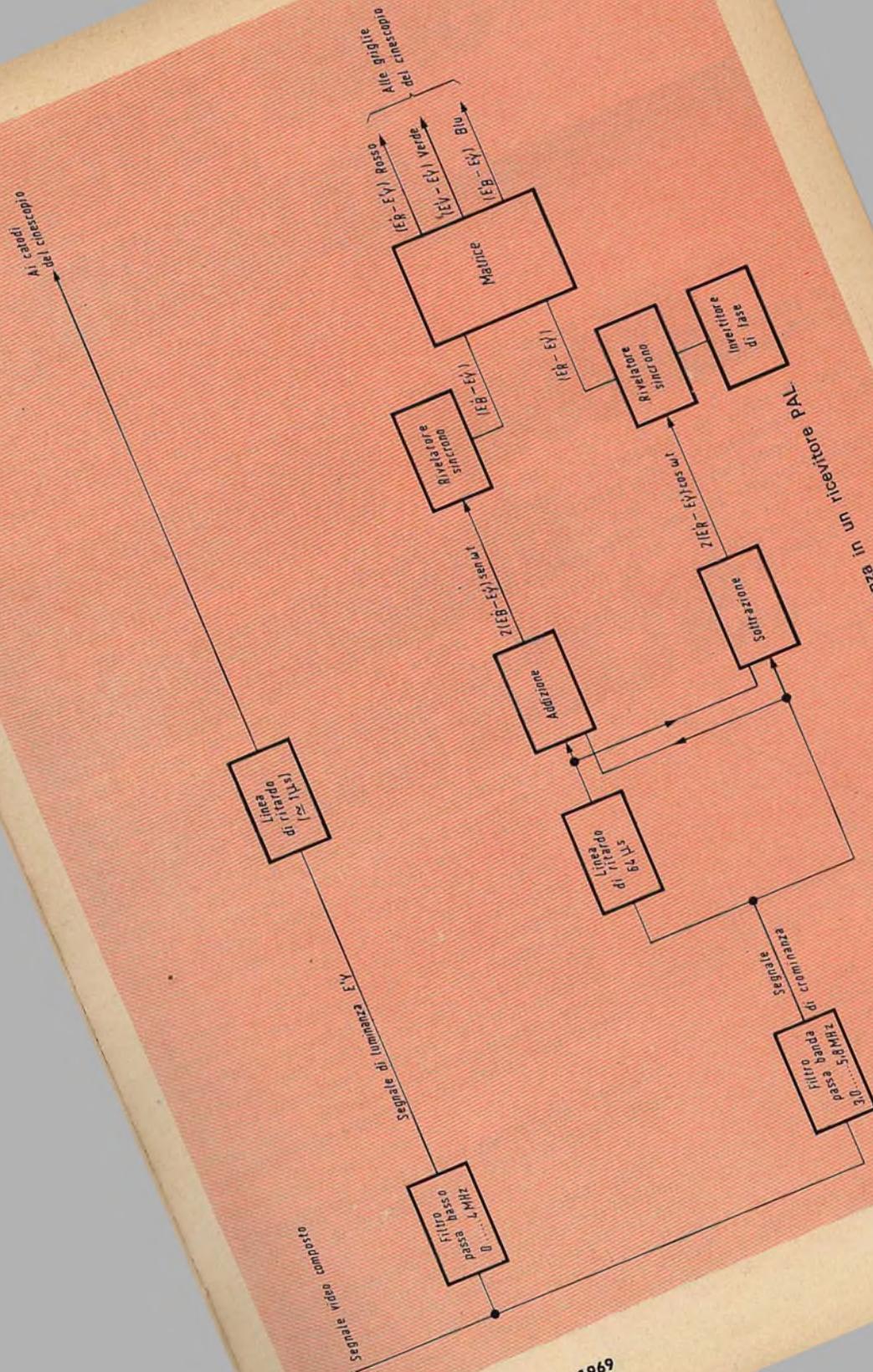


Fig. 1 - Cammino dei segnali di crominanza e di luminanza in un ricevitore PAL.

Con questa particolare costruzione è possibile ottenere con una linea con diametro di 8 mm e lunga circa 12 cm, un tempo di ritardo del segnale di luminanza pari a 600 ns ($1 \text{ ns} = 10^{-3} \mu\text{s}$). (fig. 2)



Fig. 2 - Linea di ritardo del segnale di luminanza.

LA LINEA DI RITARDO DEL SEGNALE DI CROMINANZA

Nel sistema di televisione a colori, i segnali provenienti dalla telecamera (V_R , V_V e V_B) vengono usati per formare due segnali chiamati segnali **differenza di colore** ($V_R - V_Y$) e ($V_B - V_Y$) i quali a loro volta vanno a modulare due « portanti » di uguale frequenza ma sfasate di 90° . Una

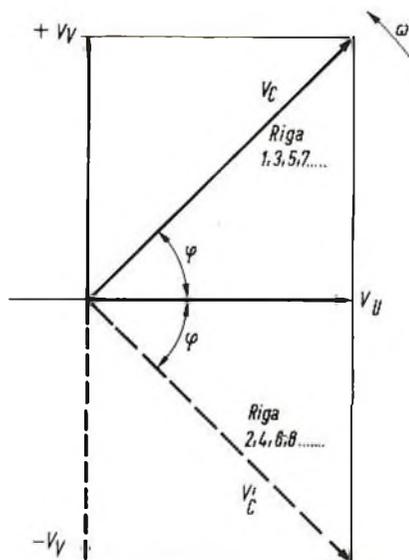


Fig. 3 - Componenti del segnale di crominanza PAL in due righe successive nel tempo.

di queste « portanti » viene inoltre invertita di fase (0° - 180°) a righe alternate all'atto della trasmissione (fig. 3); ciò allo scopo di compensare gli effetti delle variazioni fase a cui può andare incontro il segnale di crominanza lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore.

Nel ricevitore, il segnale di crominanza viene portato ai circuiti somma e sottrazione attraverso due « strade » diverse. In una di queste « strade » è posta la linea di ritardo che « trattiene » il segnale di crominanza di una riga per la durata del tempo di scansione di una riga, e cioè per $64 \mu\text{s}$. I due segnali presenti **contemporaneamente** all'ingresso dei circuiti somma e sottrazione saranno pertanto costituiti dai segnali di due righe che in realtà arrivano l'una dopo l'altra.

A causa dell'inverisione di fase a righe alternate di una componente del segnale di crominanza, **all'uscita dell'unità somma** sarà presente soltanto una delle due componenti che formano il segnale di crominanza di due righe consecutive (componente (B'-Y')) mentre **all'uscita del circuito differenza** sarà presente l'altra componente del segnale di crominanza (componente (R'-Y')). Per assicurare quindi la scissione del segnale di crominanza nelle sue due componenti in quadratura modulate dai segnali differenza di colore sarà necessario che il tempo di ritardo della linea abbia la durata esatta di una riga di scansione. Il valore esatto del ritardo è $63,943 \pm 0,0003 \mu\text{s}$ e dovrà essere mantenuto tale per tutti i valori di temperatura che può assumere lo chassis del ricevitore. Questa estrema esattezza del tempo di ritardo ci dice che una linea siffatta non può essere realizzata con sistemi convenzionali e tanto meno con vetri non sottoposti ad accurati controlli.

COME FUNZIONA UNA LINEA DI RITARDO DEL SEGNALE DI CROMINANZA

Nella linea di ritardo il segnale di crominanza viene trasformato da onda elettrica in onda ultrasonica che può propagarsi all'interno del vetro. Successivamente l'onda ultrasonica viene ritrasformata in corrispondente onda elettrica.

la nuova serie di cinescopi autoprotetti

PHILIPS



possiede queste interessanti caratteristiche:

**fascia di protezione arretrata
schermo piatto con angoli squadrati
rapporto immagine 3:4.**

I cinescopi di questa serie completata dai tipi già noti da 19" (A47-26 W) e da 23" (A59-23 W) consentono la soluzione estetica «push-through» e soddisfano a tutte le prescrizioni di sicurezza antimplosione

DATI TECNICI RIASSUNTIVI

Tipo	Diagonale schermo (cm)	Angolo deflessione (°)	Lunghezza complessiva (mm)	Lunghezza collo (mm)	Diametro collo (mm)	Trasmissione luce %	Dati accensione del filamento
A28-14W	28 (11")	90	245	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A31-20W	31 (12")	90	272	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A44-120W	44 (17")	110	284,5	110	28,6	48	6,3 V; 300 mA
A50-120W	50 (20")	110	312,5	110	28,6	45	6,3 V; 300 mA
A61-120W	61 (24")	110	362	110	28,6	43	6,3 V; 300 mA

Siccome le onde ultrasonore si propagano nel vetro molto meno velocemente delle corrispondenti onde elettriche, si potrà dare al segnale di crominanza un ritardo proporzionale alla lunghezza della barra di vetro.

La piezoelettricità è una caratteristica dei cristalli naturali. Attualmente sono stati sviluppati materiali ceramici policristallini i quali presentano il vantaggio di poter essere controllati nelle loro proprietà piezoelettriche e di poter essere

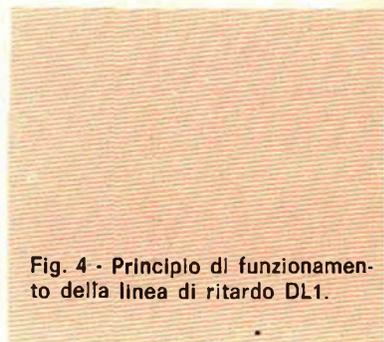
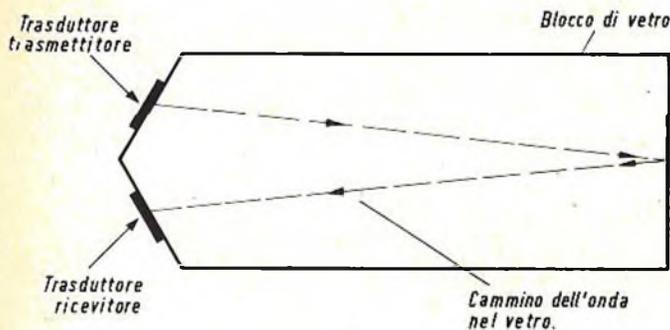


Fig. 4 - Principio di funzionamento della linea di ritardo DL1.

In fig. 4 è indicata la forma del blocco di vetro usato per la costruzione della linea di ritardo DL1. L'onda ultrasonora viene « lanciata » nel vetro da un trasduttore « trasmettitore », viene riflessa dalla parete opposta del vetro e successivamente ritrasformata in onda elettrica da un secondo trasduttore « ricevitore ». L'onda ultrasonora è in grado di trasportare la stessa informazione contenuta nel segnale di crominanza. Il ritardo che il segnale subisce nell'attraversamento del vetro è direttamente proporzionale alla lunghezza del « cammino » percorso. Tale ritardo può essere tarato con estrema precisione **molando** la superficie del vetro dove avviene la riflessione dell'onda ultrasonora.

I trasduttori sono fatti di materiale piezoelettrico. Questo materiale (che il tecnico già conosce perché si trova nelle testine piezoelettriche dei fonorivelatori a cristallo) se viene sottoposto ad una sollecitazione meccanica produce una corrispondente sollecitazione o tensione elettrica; viceversa se soggetto ad un campo elettrico variabile di una tensione elettrica, produce una corrispondente variazione nelle sue dimensioni geometriche.

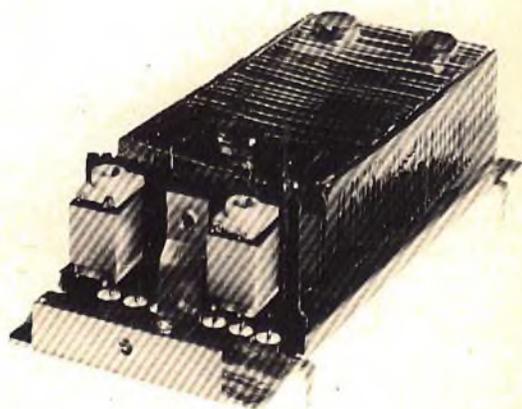


Fig. 5 - Linea di ritardo DL1.

prefabbricati allo scopo di soddisfare particolari esigenze. I materiali ceramici piezoelettrici ricavati dal titanato-zirconato di piombo sono tra i più moderni materiali piezoelettrici. La linea di ritardo Philips DL1 è fatta appunto con questi materiali (fig. 5).

V. D. R.

VARISTORI

**CARATTERI-
STICHE
DEI
COMPONENTI**

In questa serie di articoli illustreremo le caratteristiche elettriche e le possibilità di impiego di un componente passivo che in questi ultimi tempi trova sempre un più vasto impiego nei ricevitori radio e televisivi.

I varistori VDR (Voltage Dependent Resistors), fatti di carburo di silicio, sono caratterizzati da una relazione non lineare fra il valore della resistenza e quello della tensione applicata. La tensione è causata dalla resistenza di contatto fra i cristalli di carburo. La caratteristica elettrica del conglomerato è determinata dal contatto di un gran numero di cristalli che formano una complicata rete di resistori in serie e in parallelo. Con l'aiuto di questi resistori possono essere realizzati circuiti a semplice stabilizzazione che hanno trovato un notevole numero di applicazioni in televisione e nei circuiti industriali. Usati come soppressori di scintilla offrono una soluzione sicura ed economica per la protezione dei contatti nei relè.

Sistemi di fabbricazione

I grani di carburo di silicio con le prescritte proprietà elettriche e con convenienti dimensioni sono pressati unitamente a una fascia di ceramica in forma di dischi o bacchette. Il metodo di formazione dei varistori è uno di quelli usualmente impiegati nell'industria ceramica.

Dopo un periodo di essiccazione i varistori sono sinterizzati ad alta temperatura. Il tempo di cottura e la temperatura hanno un'importante influenza sulle caratteristiche elettriche. I terminali sono metallizzati con zinco o rame per fare un buon contatto elettrico. Dopo che i connettori isolati sono saldati ai contatti, i varistori vengono laccati e impregnati. Alcuni tipi, fatti per contatti a morsetto o per altri metodi di montaggio sono forniti senza laccatura e senza connettori isolati.

Durante e dopo il processo di fabbricazione le proprietà elettriche sono controllate non solo per assicurare che i varistori siano entro le specifiche, ma anche per controllare la stabilità e la solidità dei resistori.

PROPRIETÀ ELETTRICHE

Corrente continua

La relazione esistente fra la tensione e la corrente del varistore può essere espressa dalla seguente equazione:

$$V = C \cdot I^\beta \quad (1)$$

dove V è la tensione in volt, I la corrente in ampere e C e β sono delle costanti. Questa equazione è illustrata nella fig. 1. In teoria la stessa caratteristica è riportata nella fig. 2 su scala logaritmica con riferimento ad un particolare tipo di varistore.

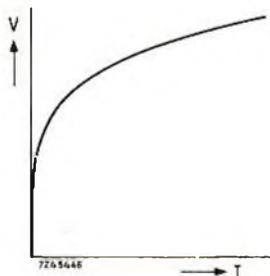


Fig. 1 - Andamento della caratteristica tensione/corrente di un varistore riportata su una scala lineare.

Per determinare gli esatti valori delle costanti C e β è necessario misurare tre punti della caratteristica. Solo quando questi, riportati su un diagramma logaritmico, sono su una linea retta è permessa la extrapolazione (per alti valori di corrente).

L'equazione (1) può anche essere scritta:

$$I = kV^\alpha \quad (2)$$

dove
$$\alpha = \frac{1}{\beta} \quad (3a)$$

e
$$k = \frac{1}{c \cdot 1/\beta} = \frac{1}{c\alpha} \quad (3b)$$

I varistori non devono avere un **effetto polare**; ciò significa che quando la tensione passa da valori positivi a valori negativi, la corrente cambia la sua direzione, ma conserva il suo valore. Matematicamente parlando, le equazioni (1) e (2) sono valide solo quando si considerano

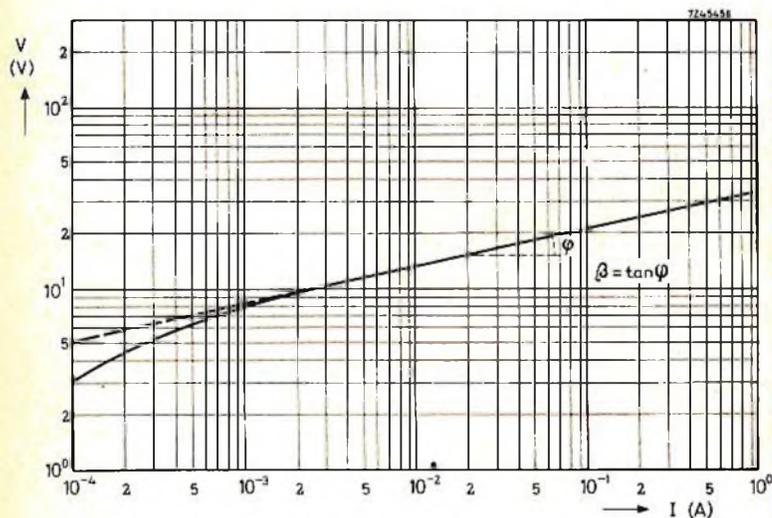


Fig. 2 - Caratteristica tensione/corrente di un varistore riportata su scala logaritmica.

Se i valori di corrente non sono troppo piccoli questa relazione è lineare e segue direttamente l'equazione:

$$\log V = \log C + \beta \log I$$

In questo caso β è il coefficiente angolare della linea retta.

i valori assoluti di I e di V . Nel caso di c.a. questo può essere molto importante.

Per evitare calcoli difficoltosi con esponenti decimali l'equazione (1) è stata riportata in fig. 3 su un nomogramma che dà con una semplice costruzione i valori

corrispondenti di tensione e corrente per qualsiasi varistore.

Se si congiungono con una linea retta il punto I_1 (mA) sulla prima scala con il punto V_1 (volt) sulla terza scala e si prolunga la retta fino ad intersecare la quarta scala si ottiene su quest'ultima un dato punto.

Tutte le linee rette partenti da questo punto intersecheranno le scale di tensione e corrente in punti che daranno i valori di I e V corrispondenti.

P.es. per un varistore caratterizzato da una corrente di 10 mA a 100 V ed avente β di 0,19 si può facilmente trovare che a 70 V la corrente sarà di 1,6 mA. L'energia dispersa può essere trovata sulla seconda scala. Nel nostro esempio è di 0,11 W.

Benché si possa misurare il nomogramma in parecchi casi, tuttavia, qualche volta è conveniente usare una normale scala lineare, p.es. quando si deve determinare la caduta di tensione attraverso un vari-

stato di parecchi tipi standard; questo diagramma è stato ottenuto dalla relazione in scala logaritmica corrente-tensione.

Le linee tratteggiate corrispondono all'esempio mostrato nell'inserito. Per un varistore (PHILIPS) 2322 552 03401 la caduta di tensione è di 90 V, mentre per un varistore 2322 552 02381 si trova una caduta di tensione di 140 V.

Valori pratici e specifiche

I valori di C e β di un varistore dipendono dalla composizione del materiale e dal metodo usato nel processo di fabbricazione; il valore di C dipende inoltre dalla forma e dalle dimensioni del varistore. I valori pratici di β sono compresi fra 0,15 e 0,35. Il fatto che il valore di β di un varistore con basso valore di C sia sempre più alto di quello di un varistore con un alto valore di C , dipende essenzialmente dalle proprietà del materiale. I valori pratici di C sono compresi fra 14 e poche migliaia.

Dato che il metodo di fabbricazione porta a un minimo di spessore e , come vedremo in seguito, dato che l'aumento della superficie porta a una piccola variazione nel valore di C , quest'ultimo ha, per ragioni pratiche, un valore limite più basso.

Secondo la formula (1) è possibile individuare le caratteristiche elettriche di un varistore quando si conoscano i relativi valori delle costanti C e β . Il vantaggio di questo sistema è che sono usati solo due parametri. Lo svantaggio, però, è dovuto al fatto che, date le inevitabili tolleranze che si hanno nei valori di β , l'ampiezza delle tensioni a correnti deboli (nella zona di lavoro) diventa molto grande. È per questa ragione che le specifiche basate sul valore di C sono abbandonate e noi ora specifichiamo la tensione attraverso il varistore in corrispondenza di correnti che interessano il campo di lavoro (1, 10 o 100 mA invece di 1A).

In questo modo è possibile fornire varistori che abbiano tolleranze vicine nel campo dove sono usati. Nei calcoli teorici è molto più facile, però, usare il valore di C . Perciò si usa la formula $V = CI^\beta$. Quando un calcolo porta a un certo valore di C la tensione corrispondente a correnti di 1,10 e 100 mA può essere trovata con l'aiuto del nomogramma di fig. 3.

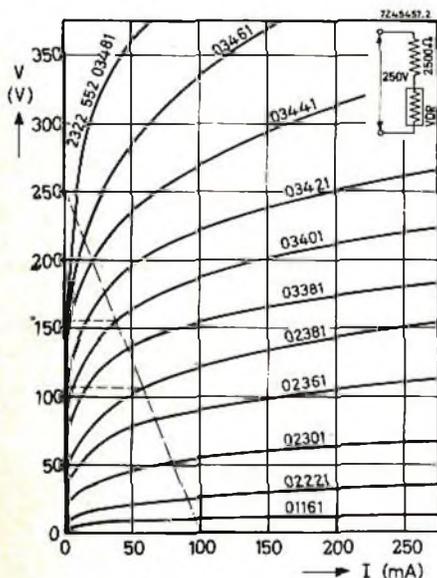
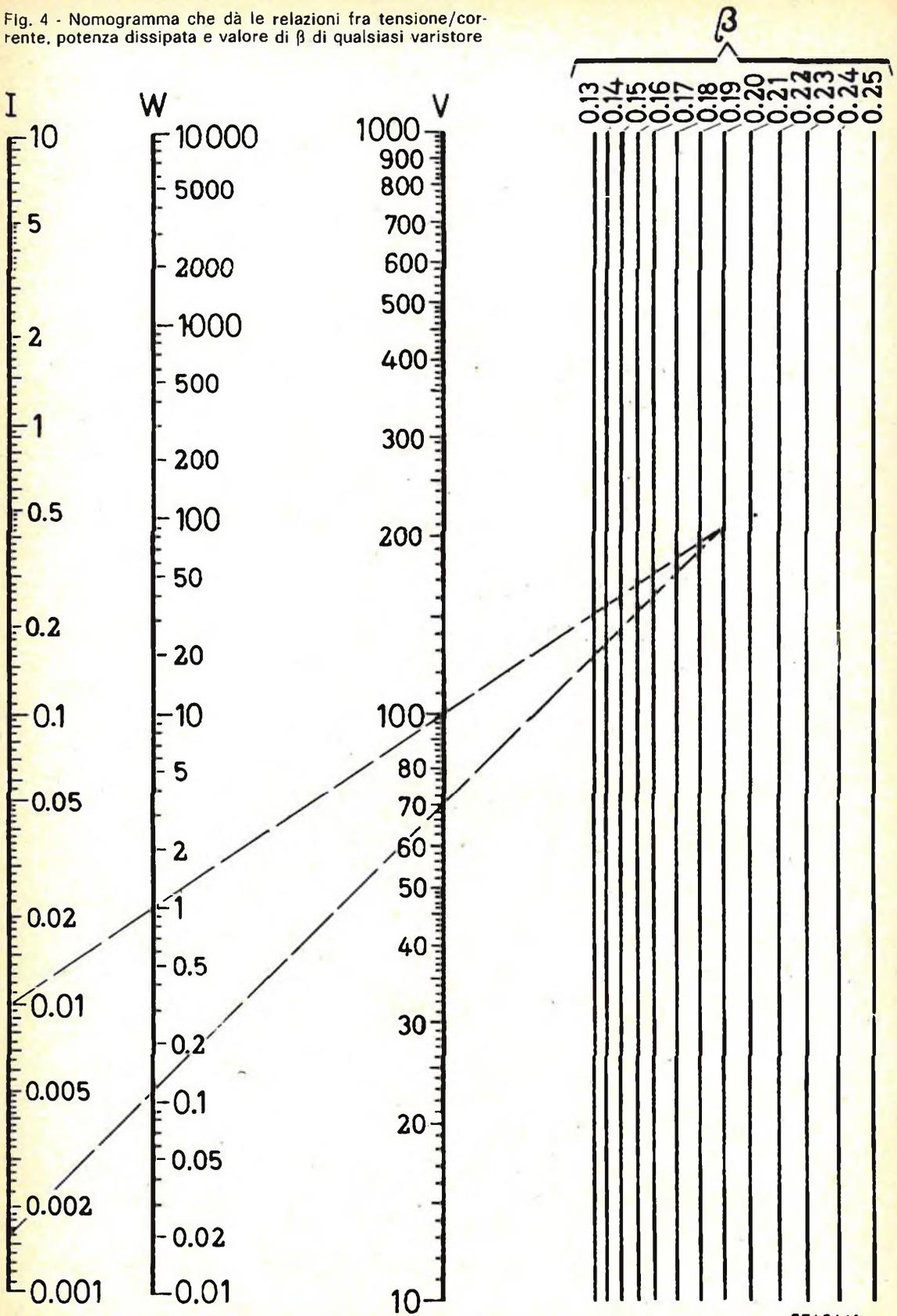


Fig. 3 - Caratteristica tensione/corrente riportata su scala lineare.

store in un circuito in serie con un resistore ordinario. In quel caso si traccia una linea di resistenza che interseca la curva del varistore in un punto la cui ordinata rappresenta direttamente la caduta di tensione attraverso il varistore. Nella fig. 4 sono riportate su una scala lineare le ca-

Fig. 4 - Nomogramma che dà le relazioni fra tensione/corrente, potenza dissipata e valore di β di qualsiasi varistore



ELETTROACUSTICA

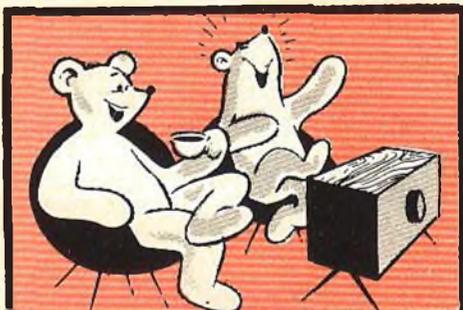
impianti di diffusione sonora di qualsiasi tipo e potenza - impianti stereofonici ad alta fedeltà - impianti ed apparecchiature per filodiffusione - impianti di traduzione simultanea, via filo e via radio - impianti interfonici per ufficio ed industriali - microfoni - preamplificatori normali e di linea con miscelatori - amplificatori di potenza - altoparlanti normali e ad alta fedeltà - diffusori acustici a linea di suono.



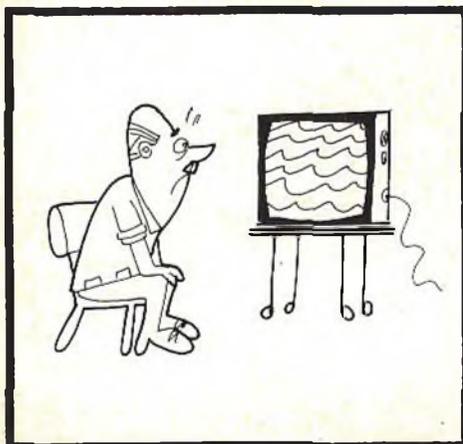
**SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.**

sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12





VIDEO RISATE



Presentiamo ai nostri lettori le seguenti note tratte dal libretto di manutenzione dei magnetofoni Castelli, serie 4000. Sono istruzioni veramente utili a chi, per professione o per hobby, si accinge a riparare, personalmente, i propri apparecchi di registrazione.

NOTE DI SERVIZIO



magnetofoni castelli-serie 4000

I registratori a nastro magnetico della serie 4000 sono nati per soddisfare una precisa esigenza di mercato, quella di un apparecchio portatile che consentisse una registrazione ed un ascolto di qualità e di lunga durata.

Ciò comportava una seconda velocità e l'adozione di bobine di grande diametro e soprattutto, un ancora più alto grado di precisione dei componenti, un altoparlante di grandi dimensioni, un volume di risonanza ottimale, ed una cassa armonica di alte qualità acustiche il più possibile simile a quella di uno strumento musicale.

Una tradizione ventennale, unica al mondo, nel campo dei registratori, alla quale non va disgiunto l'apporto della più recenti esperienze acquisite nella progettazione e nella costruzione della serie 2000, ha consentito di risolvere questi quesiti e di realizzare la nuova serie, che abbina all'eccellente qualità di registrazione ed ascolto ad alta velocità quella di una al-

trettanto elevata autonomia alla velocità più bassa, alla quale il livello qualitativo è già del tutto soddisfacente.

Il motore a corrente continua, progettato e costruito in funzione appunto di queste nuove esigenze, garantisce la costanza della velocità anche nelle peggiori condizioni di impiego.

Gli apparecchi della serie 4000 sono predisposti per il fonotelecomando (FTC). Questo accessorio consente di avviare la registrazione al percepire di un qualsiasi segnale acustico (che può essere quello dell'inizio della registrazione stessa), e l'arresta al cessare di detto segnale.

Un disegno industriale di sobria eleganza e l'uso di materiali di pregio conferiscono ai magnetofoni della serie 4000 una qualità estetica che li distingue e li valorizza, permettendo loro di sostenere con vantaggio il confronto con apparecchi di prezzi ben maggiori.

DATI TECNICI

Bobine impiegate: \varnothing 5" $\frac{3}{4}$ (\varnothing mm 147)
per 360 m di nastro " LP "

Durata di una bobina: a 4,75 cm/sec - oltre 2 ore per traccia; a 9,5 cm/sec - oltre 1 ora per traccia

Registrazione: con sistema standard a doppia traccia

Velocità: 4,75 cm/sec - 9,5 cm/sec

Risposta alle frequenze: a 4,75 cm/sec da 70 a 8500 Hz.; a 9,5 cm/sec da 60 a 15000 Hz

Rapporto segnale/disturbo: -50 dB (misura acustica)

Potenza: 1,5 W

Wow: inferiore a 0,5% eff.

Flutter: inferiore a 0,25% eff

Cancellazione: maggiore di 60 dB

Microfono: direzionale, a riluttanza, con telecomando incorporato per avanti-stop in registrazione

Ingresso: per microfono, cavetto accoppiatore, rivelatore telefonico e fenotelecomando (FTC)

Uscita: per cuffia o per amplificatore esterno (2,5 V su 100 k Ω). Esclusione automatica dell'altoparlante.

Strumento: indicatore di livello in registrazione e della carica delle pile in audio per il tipo S 4000

Comandi: 5 pulsanti: 1) riavvolgimento; 2) avanti veloce; 3) stop; 4) avanti; 5) registrazione - Manopola del volume - Manopola del tono ed interruttore - Cambio di velocità

Alimentazione: con tensione alternata di rete 50 \div 60 Hz da 110 a 220 V. Con pile incorporate (8 elementi standard 1,5 V - \varnothing mm 33 x 58/61) a 12 V. (S 4000). Con accumulatore esterno a 12 V. Commutazione automatica rete-pile-accumulatori.

Consumi: con pile o accumulatore circa 2,5 W; con tensione alternata di rete circa 7 W

Dimensioni: cm 32 x 31 x 13,5 (S 4000); 33,5 x 27 x 13,5 (S 4001).

Peso netto: con bobine e nastro Kg 4,500

FUNZIONE DEI TRANSISTORI

L'amplificatore dei magnetofoni S 4000 e S 4001 utilizza 6 transistori: tre del tipo NPN al silicio, contraddistinti (T1 - T2 - T3), uno del tipo NPN al germanio (T5) e due del tipo PNP al germanio (T4 - T6).

Quando l'apparecchio è predisposto per registrare (**tasto rosso abbassato**) i quattro stadi T1, T2, T3, T4 funzionano come amplificatore ad accoppiamento capacitivo fra T1, T2, T3 e diretto fra T3 e T4, mentre il transistore T5 è utilizzato per generare l'energia ad alta frequenza (supersonica) per la cancellazione e la base di magnetizzazione; il transistore T6 rimane inerte.

In questo caso l'attacco « microfono » viene collegato alla entrata dell'amplificatore, la testina magnetica risulta collegata all'uscita del transistore T4 che attraverso un circuito di equalizzazione permette di correggere la risposta alla frequenza dell'insieme nastro-testina alle due velocità di scorrimento.

È pure collegato all'uscita di questo transistore un ponte formato dai diodi D2 e D3 e resistenze che alimenta lo strumento indicatore di livello di registrazione.

Quando invece l'apparecchio è predisposto per l'ascolto (**tasto avanti abbassato**) tutti i transistori funzionano come amplificatore di bassa frequenza con accoppiamento capacitivo tra T1 - T2 e T3; con accoppiamento diretto tra T3 - T4 e T5 - T6. Questi due ultimi sono utilizzati come amplificatori di potenza funzionanti in controfase (classe B).

In questo caso l'entrata dell'amplificatore risulta collegata alla testina magnetica e l'uscita in accoppiamento diretto all'alto parlante da 8 Ω .

La presa uscita viene utilizzata come presa di controllo di registrazione (con cuffia art. 870088) in posizione « registrazione » oppure come punto di attacco per il collegamento ad un amplificatore in posizione « ascolto ».

N.B. - Il contenitore delle pile è costruito in modo che una eventuale errata inserzione delle pile non provochi alcun danno al registratore, ma ne impedisca solo il funzionamento (S 4000).

La massa del registratore è completamente isolata dalla rete di alimentazione: ciò consente un comodo e diretto collegamento dell'apparecchio a qualsiasi circuito di entrata o d'uscita senza dover usare alcun trasformatore separatore di rete.

GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE

con alimentazione a 12 V

In posizione « ascolto »; volume al massimo - tono al minimo; sostituire l'altoparlante con una resistenza da 8 Ω; applicare un segnale di 0,1 mV alla presa testina. **Attenzione: un corto circuito sull'altoparlante può distruggere i due transistori finali.**

Frequenza	150	1000	8000	Hz
Uscita amplificatore esterno	1,8	0,85	0,7	V
Carico 8 Ω	1,5	0,75	0,6	V

In posizione « registrazione »; volume al massimo; testina inserita; applicare un segnale di 0,1 mV alla presa micro.

Frequenza	150	1000	8000	Hz
Uscita amplificatore esterno	0,55	0,65	0,65	V

La corrente di cancellazione è di 70 mA \pm 10%.

Guadagno totale

In posizione « registrazione »; volume al massimo - velocità 9,5 cm/sec; tono al minimo; applicare un segnale alla presa microfono, regolare il livello sino ad ottenere all'uscita per amplificatore esterno una tensione di 0,3 V a 1000 Hz: procedere ora alla registrazione su nastro. Passare poi in ascolto.

Frequenza	1000	8000	Hz
Uscita amplificatore esterno	2,8	2,8 \pm 2 dB	V
Carico 8 Ω	2,5	2,5 \pm 2 dB	V

In caso di sostituzione dei due transistori finali è indispensabile che questi siano della medesima classe, individuabile da tre cifre scritte sui transistori stessi (esempio: 0.30 - 0.40) o da una lettera e una cifra (es. N 6).

Le tensioni sono misurate rispetto alla massa con voltmetro elettronico. Alimentazione 12 V cc.

TABELLA TENSIONI

Transistori	Collettore — V —		Emettitore — V —		Base — V —	
	A	R	A	R	A	R
T1	+ 3,1	+ 3,1	+ 0,17	+ 0,17	+ 0,76	+ 0,76
T2	+ 3,4	+ 3,4	+ 0,15	+ 0,15	+ 0,78	+ 0,78
T3	+ 11,8	+ 11,5	+ 6,6	+ 6,6	+ 7,2	+ 7,2
T4	+ 6	+ 7,8	+ 12	+ 11,8	+ 11,8	+ 11,5
T5	+ 12	+ 11,8	+ 5,9	—	+ 6	— 2,2
T6	—	—	+ 5,9	—	+ 5,7	—

A = ascolto

R = registrazione

N.B.

Queste tensioni sono solo indicative, potendo variare anche sensibilmente tra transistori e transistori.

1° condensatore elettrolitico, A = 12 V
R = 12 V

2° condensatore elettrolitico A = 12 V
R = 11,8 V

3° condensatore elettrolitico A = 10,2 V
R = 10 V

Nel corso di un interessante seminario di aggiornamento di chirurgia vascolare organizzato dalla II Clinica Chirurgica dell'Università di Roma diretta dal professor Paride Stefanini, sono state effettuate alcune interessanti dimostrazioni sull'impiego dei calcolatori elettronici nella pratica e nella ricerca medica.

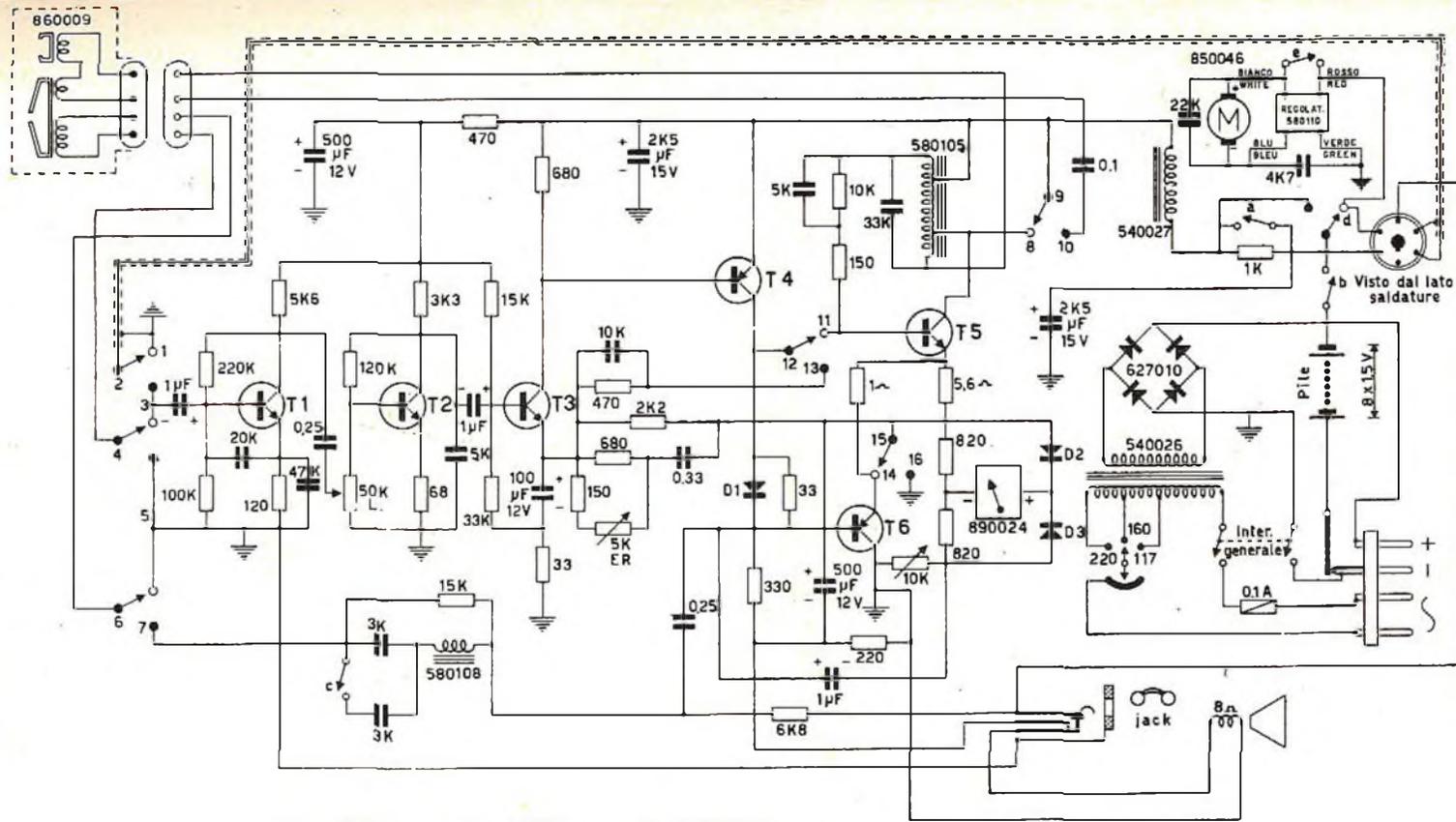
La prima dimostrazione era imperniata sulla consultazione, per mezzo di un elaboratore, dell'archivio delle cartelle cliniche precedentemente registrate nella memoria di un calcolatore.

L'importanza di questa applicazione risiede nel fatto che, disponendo di un semplice IBM (costituito da uno schermo video e da una tastiera del tutto simile a quella delle macchine per scrivere) il chirurgo può, mentre opera, mettersi in contatto con l'elaboratore sistemato in un luogo anche molto distante e consultare tutte le cartelle cliniche che si riferiscono ad un caso analogo.

Sul terminale video installato nella sala operatoria compariranno in pochi secondi tutte le cartelle richiamate dal chirurgo; la sua opera sarà quindi agevolata dalla possibilità di poter confrontare situazioni, diagnosi, profilassi, esiti relativi a casi analoghi.

La seconda dimostrazione ha pure toccato un tema che oggi, dopo gli eccezionali interventi di Barnard, di Cooley, e di quanti altri si sono cimentati nel difficile campo dei trapianti, è di estrema attualità: l'istocompatibilità.

In un calcolatore sono stati memorizzati due elenchi riguardanti pazienti, riceventi e donatori, ambedue con le loro caratteristiche essenziali ai fini del trapianto. Il calcolatore in pochi secondi è stato in grado di dare la lista completa di tutti i riceventi, suddivisi in gruppi a seconda del grado di compatibilità. Il programma è però in grado di eseguire la ricerca anche su donatori le cui caratteristiche essenziali non sono state registrate nella memoria di un calcolatore: sarà necessario, in tal caso, fornirgli tutti i dati relativi alle caratteristiche immunitarie del tessuto di un organo di un individuo.



T 1 = BC 113
 T 2 = BC 113
 T 3 = BC 113
 T 4 = AC 138
 T 5 = AC 141
 T 6 = AC 142/139

D 1 = 10270
 D 2 = AA 121
 D 3 = AA 121

- a) Silenziatore
- b) Stop
- c) Interruttore cambio velocità
- d) Deviatore tasto rosso
- e) Esclusione regolatore in retromarcia ed avanti veloce



Fig. 1A - Schema circuito elettrico S 4000.

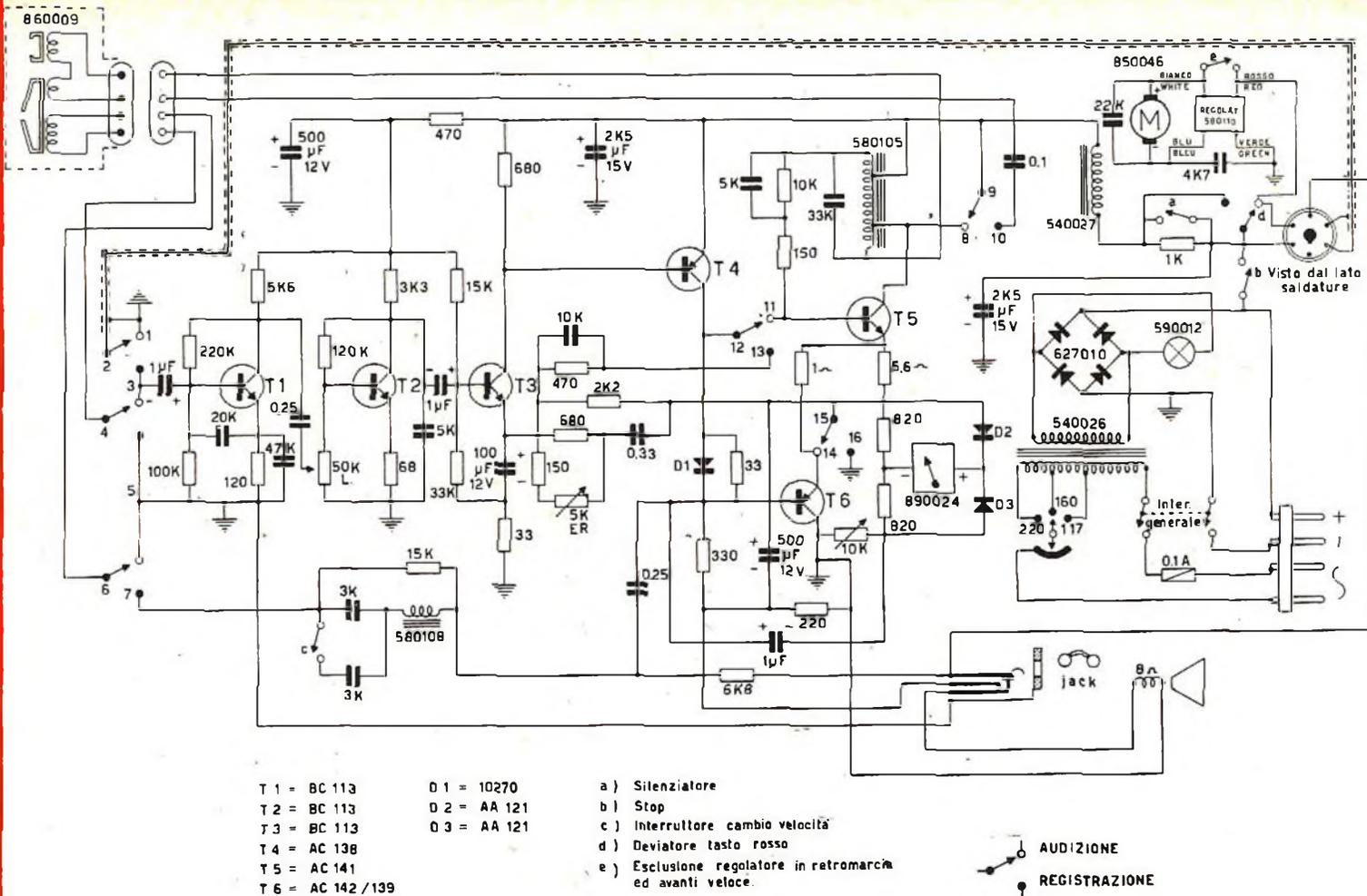


Fig. 1B - Schema circuito elettrico S 4001.

ISTRUZIONI PER L'USO

Alimentazione: 110 ÷ 220 V / 50 ÷ 60 Hz da predisporre mediante il cambiaterziario posto sul lato posteriore dell'apparecchio.

Accumulatore auto: 12 V cc., vedere sotto la voce « accessori ».

Pile: con 8 pile cilindriche da 1,5 V (Ø 33 x 58/61) orientate come indicato sul fondo del mobile (S 4000). All'interno dell'apparecchio è situato un fusibile da 100 mA.

Operazioni preliminari d'uso: Effettuato l'allacciamento, abbassare il tasto stop. Inserire la bobina con il nastro nel portabobine. Far passare il nastro nella fessura della testina. Passare il capo del nastro nella bobina di destra (vuota): l'agganciamento avverrà automaticamente. Accendere l'apparecchio con la manopola del tono. L'apparecchio è pronto a funzionare.

Scelta della velocità: Predisporre il comando sulla velocità desiderata. Per registrazione di lunga durata (2 ore per traccia) si consiglia la velocità 4,75 cm/sec. Per registrazione di alta fedeltà (1 ora per traccia) usare la velocità 9,5 cm/sec.

Registrazione: Innestare lo spinotto del microfono (pulsante del microfono sullo stop) nella rispettiva presa. Premere contemporaneamente i tasti registrazione e avanti. Regolare il livello di registrazione con la manopola del volume in modo che l'indice dello strumentino oscilli nel settore sinistro (nero). Portando infine su **avanti** il pulsante del microfono si dà inizio alla registrazione.

Quando tutto il nastro sarà avvolto sulla bobina di destra, avremo registrato solo la metà superiore del nastro. Per registrare l'altra metà, occorre rivoltare la bobina piena ed inserirla a sinistra, portando a destra quella vuota, dopodiché si riprende la registrazione.

N.B. - Durante la registrazione viene automaticamente cancellata una registrazione precedente. Volendo perciò effettuare la sola cancellazione, far funzionare l'apparecchio con i tasti di registrazione ed avanti abbassati e manopola del volume al minimo.

Ascolto: Con i due tasti di riavvolgimento e di avanti veloce eseguire una rapida ricerca della registrazione desiderata (entrambi i movimenti sono modestamente sonori, rendendo dopo un po' di pratica, molto semplice la ricerca) aiutandosi con la scala graduata posta sotto le bobine: premere il tasto stop. Premere poi il tasto avanti e regolare sia il volume che il tono al livello desiderato. Per ascoltare la seconda traccia, ribaltare ed invertire le bobine come al paragrafo « Registrazione ».

TARATURE E MESSE A PUNTO

Taratura strumento indicatore: Alimentare l'apparecchio con una tensione continua di 9 V. Premere il tasto « avanti » e con un cacciavite ruotare la resistenza variabile (Fig. 2/A) da 10 kΩ finché l'indice dello strumento si sovrappone esattamente al bordo sinistro del settore rosso della scala.

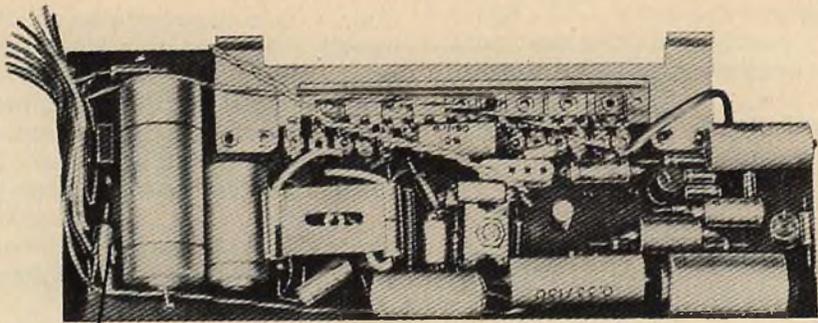
Assorbimento totale: L'assorbimento in audio regolare a velocità 9,5 cm/sec è compreso tra 80 ÷ 90 mA.

In caso contrario occorre controllare la taratura del volano o l'amplificatore.

Taratura velocità motore: Inserire nell'apparecchio il nastro campione con registrata la frequenza fissa di 50 Hz; porre l'apparecchio in audio. Collegare l'uscita per cuffia all'amplificatore verticale di un oscilloscopio, applicare all'amplificatore orizzontale dello stesso la frequenza di rete (50 Hz) e regolare la resistenza variabile (Fig. 3/O) fino ad ottenere sullo oscilloscopio la 1ª figura di Lissajous se la velocità dell'apparecchio è di 4,75 cm/sec o la 2ª figura se la velocità è di 9,5 cm/sec.

Taratura volano: Il volano è l'organo principale agli effetti dello scorrimento uniforme del nastro. La taratura va eseguita come segue:

- a) allentare il dado di bloccaggio della contropunta (Fig. 4/P);
- b) stringere o allentare la contropunta fino ad avere il volano scorrevolissimo ma senza gioco, allontanando la ruota moto e la ruota folle di trascinamento del nastro (Fig. 3/E-F);



A

Fig. 2

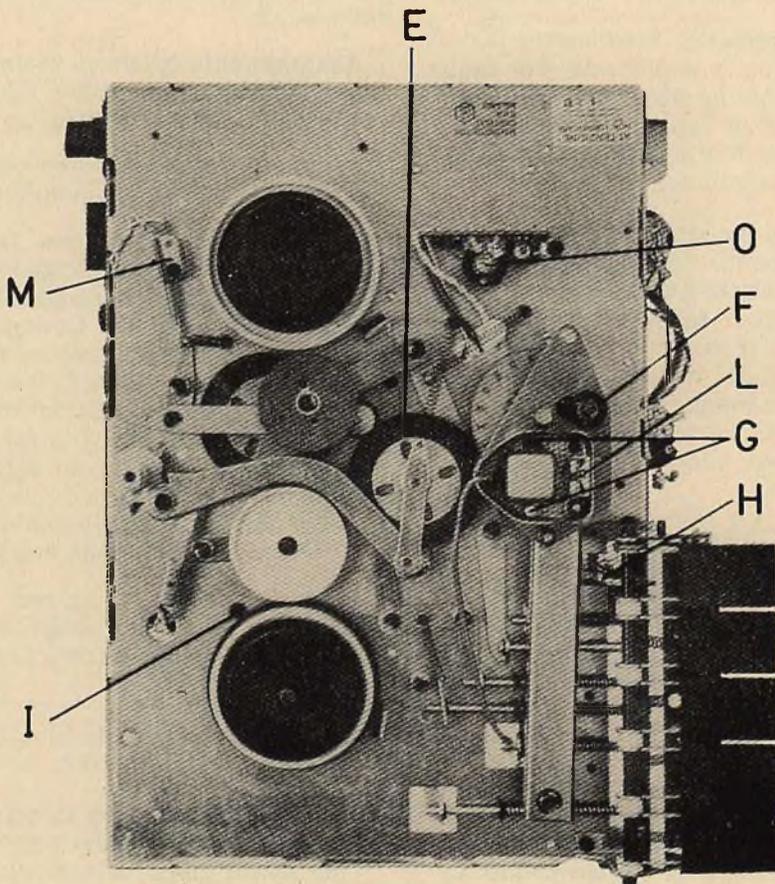


Fig. 3

c) bloccare il dado, però non eccessivamente, ma completarne il fissaggio con una goccia di vernice.

Allineamento testina: L'allineamento della testina è regolare quando il traferro dell'espansione magnetica risulta esattamente perpendicolare al movimento del nastro.

Per realizzarlo, operare come segue: inserire nell'apparecchio il nastro campione preparato dai laboratori Castelli con registrata la frequenza fissa di 4000 Hz; collegare un misuratore d'uscita (voltmetro elettronico 3V fondo scala) ai capi della bobina mobile dell'altoparlante; porre l'apparecchio in ascolto e con il volume fisso su di una posizione intermedia, ruotare con un cacciavite non magnetizzato la vitina laterale destra della testina fino a leggere sul misuratore l'uscita massima (Fig. 3/G).

Pulizia testina: Lo scorrere del nastro deposita sulle espansioni magnetiche della testina una patina di polvere, determinante un abbassamento di resa sonora unita ad un'incostanza di livello.

Provvedere periodicamente alla pulizia della testina con un pennellino, senza parti metalliche, bagnato con una miscela di alcool etilico-etero solforico in parti uguali.

Pulizia pulegge: Le pulegge in gomma con un lungo uso, (o perchè toccate con mani non pulite), sono soggette a sporcarsi di olio; ciò pregiudica il loro coefficiente di attrito, essenziale per un corretto funzionamento del complesso meccanico.

La pulizia va fatta con una tela inumidita con una miscela di alcool etilico-etero solforico in parti uguali e strofinata su tutta la loro circonferenza.

Lubrificazione: Tutto l'apparecchio è lubrificato in fabbrica con prodotti speciali per garantirne l'efficienza meccanica per un periodo molto lungo. Pertanto non c'è alcuna necessità di lubrificazione periodica o straordinaria. Tuttavia, quando si sia smontata qualche parte, mettere una minima quantità di olio « Energol Hydraulic HL 65 » in corrispondenza dei perni.

SOSTITUZIONI PARTI

Smontaggio mobile: Il mobile è composto da una cassa di legno chiusa superiormente da un coperchio di materiale plastico recante l'alloggiamento per le bobine.

L'apparecchio è fissato sia al coperchio che alla cassa per mezzo di sospensioni elastiche. Svitando le quattro viti poste sul fondo in corrispondenza dei piedini, il coperchio, con unita l'apparecchiatura, possono essere tolti dalla cassa; questi restano collegati per mezzo dei fili dell'altoparlante, che possono essere così dissaldati.

Per togliere il coperchio, sfilare i bottoni del tono e del volume, svitare i dadi che fissano i potenziometri ed infine le sei viti poste sul coperchio.

L'apparecchio rimarrà così completamente in vista per eventuali controlli.

Smontaggio testina: Svitando le due viti speciali poste ai lati (Fig. 3/G), la testina può essere asportata facilmente assieme al cavetto ed alla spinetta a quattro poli inserita nell'attacco sul circuito stampato.

Effettuando la sostituzione è assolutamente necessario procedere ad un nuovo allineamento.

Smontaggio motore: Per smontare il motore occorre dissaldare i collegamenti elettrici, poi svitare le due viti della ghiera che imprigiona un anello di gomma costituente la sospensione elastica del motore (Fig. 4/Q).

Nella sostituzione, rimontare l'anello di gomma con i piolini verso il pannello meccanico e ripristinare i collegamenti elettrici rispettando le relative posizioni, e procedere ad una nuova taratura della velocità del motore.

Smontaggio strumento indicatore: Lo strumento è trattenuto a posto dalla pressione esercitata dalla squadretta fissata sotto il potenziometro del volume. Dopo aver tolto l'apparecchio dalla cassa, sfilare il bottone del volume e svitare il dado che fissa il potenziometro.

Nel ricollegare i due fili al nuovo strumento, rispettare la polarità.

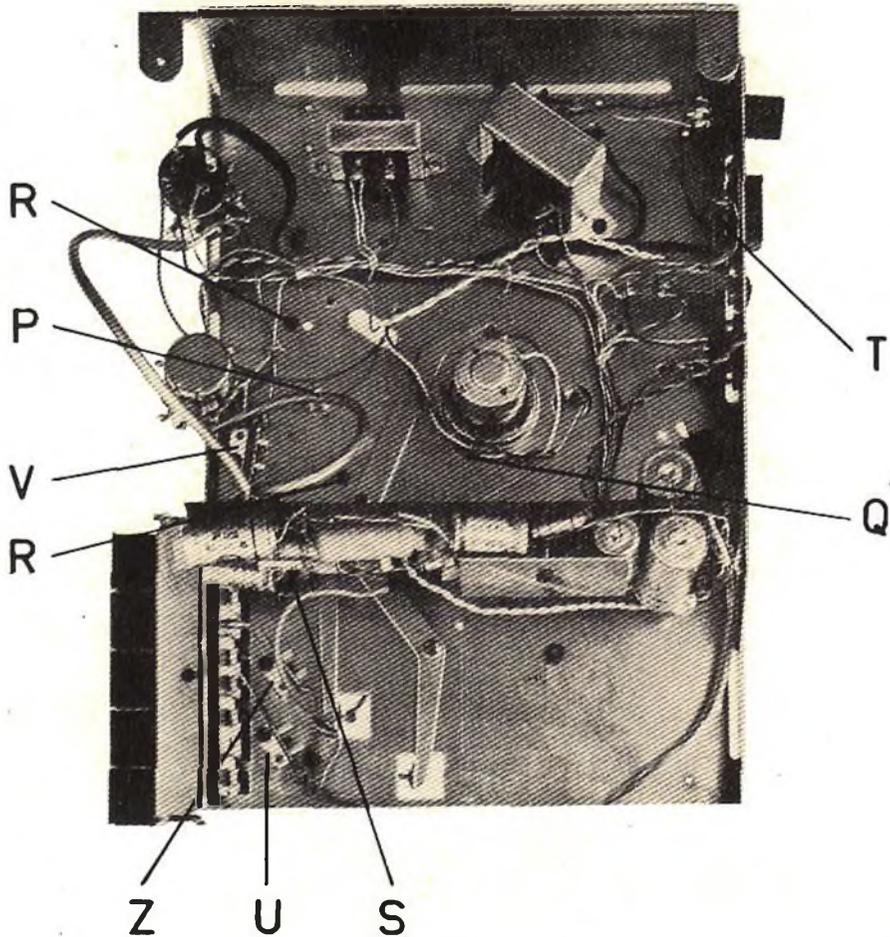


Fig. 4

La sostituzione dello strumento comporta la necessità di procedere ad una nuova taratura.

Smontaggio volano: Allentare di circa tre giri la contropunta del volano (Fig. 4/P). Togliere le due viti che trattengono dal di sotto il gruppo testina (Fig. 4/R). Togliere la ruota folle (Fig. 3/F). Sollevare il gruppo testina e sfilare il volano.

Inserire cautamente il nuovo volano; rimontare il gruppo testina e procedere ad

una nuova taratura del volano e ad un nuovo allineamento della testina.

Smontaggio amplificatore: Smontare la leva (Fig. 3/H) imperniata sul commutatore, togliere le due viti di fissaggio della piastrina amplificatore (Fig. 3/I e 4/S) e scollegarne le connessioni.

Dopo la sostituzione controllare l'assorbimento totale e la taratura dello strumento indicatore.

INCONVENIENTI, LORO CAUSE E INTERVENTI RELATIVI

NON PARTE

Non gira in ca: cordone alimentazione, interruttore c.a., interruttore tasto stop (Fig. 4/U), deviatore tasto rosso (registrazione) (Fig. 4/V), fusibile, motore.

Non gira in cc: cattivo contatto lamella presa rete (Fig. 4/T), interruttore c.c., interruttore tasto stop (Fig. 4/U), deviatore tasto rosso (Fig. 4/V), motore.

In registrazione con microfono non parte: tasto stop-avanti del microfono difettoso.

Non parte in registrazione sia con microfono che con cavetto apposito: presa microfono difettosa.

NON SI FERMA

Gira in registrazione senza microfono: corto circuito deviatore tasto rosso (registrazione) (Fig. 4/V).

FUNZIONAMENTO MECCANICO ANORMALE

Non recupera nastro: ruota recupero sporca o frenata.

Movimenti veloci del nastro difettosi: ruote sporche, ruote frenate, interruttore di riavvolgimento e avanti veloce aperto (Fig. 3/M).

VELOCITÀ DEL NASTRO INCOSTANTE

Variazioni di moto: poco gioco del volano, anomalie attriti pulegge, motore.

Suoni vibranti: anormali attriti pulegge, troppo gioco del volano, motore.

VIBRAZIONI MECCANICHE

Vibrazioni in ascolto: altoparlante, sportello pile (S 4000), cavetti interni che toccano il cono dell'altoparlante.

DISTORSIONI

Cupo in ascolto: testina sporca, testina non allineata, pattini avariati (Fig. 3/L), amplificatore.

Registrazione bassa o stridula: corrente di cancellazione non regolare.

ASCOLTO ANORMALE

Non cancella: testina sporca, pattini avariati (Fig. 3/L), corrente di cancellazione non regolare.

Uscita debole: testina sporca, pattini avariati (Fig. 3/L), amplificatore.

INDICAZIONE ANORMALE DELLO STRUMENTO

Con batterie scariche (8-8,5 V) indicatore segna rosso: strumento indicatore starato.

Alimentando in ca e con volume al minimo l'indicatore non è al massimo: strumento indicatore starato, assorbimento anormale, trasformatore alimentazione difettoso, interruttore del silenziatore aperto (Fig. 4/Z).

Con batterie cariche (12 V) lo strumento non è al massimo: strumento indicatore starato, errata inserzione delle pile, interruttore del silenziatore aperto (Fig. 4/Z).

N.B. - Le indicazioni dello strumento non sono valide in «avanti veloce» ed in «riavvolgimento».

ACCESSORI

MICROFONO A RILUTTANZA CON TELECOMANDO IN REGISTRAZIONE ART. 814004

Il microfono è munito di un interruttore per il comando a distanza del registratore che ha effetto solamente quando si trova abbassato il tasto «registrazione» del magnetofono. Il pulsante del microfono è a due posizioni: posizione «stop»: nastro fermo; posizione «avanti»: nastro avanti in registrazione.

CAVETTO ACCOPPIATORE UNIVERSALE PER RADIO, TV, GIRADISCHI - ART. 870084

Il cavetto per effettuare registrazioni sia da radio che da giradischi o televisore (canale suono) contiene nello spinotto uno speciale attenuatore di segnale, in quanto il collegamento alla radio o altro va effettuato ai capi della bobina mobile dell'altoparlante. Nel caso che l'apparecchio in questione sia già provvisto di apposita presa, il cavetto di collegamento va equipaggiato di relativo spinotto.

RIVELATORE TELEFONICO - ART. 870085

Il rivelatore va fissato posteriormente o lateralmente al telefono nella posizione che sperimentalmente dà il maggior segnale.

CUFFIA DINAMICA - ART. 870088

Permette di assicurarsi del corretto livello di registrazione parallelamente allo strumento indicatore.

CAVETTO ACCOPPIATORE PER AMPLIFICATORE ESTERNO - ART. 870086

Collegato alla presa « fono » di un apparecchio radio, oppure all'ingresso di un amplificatore Hi-Fi, permette l'ascolto tramite altoparlanti di notevoli qualità e potenza, sfruttando appieno le possibilità del nastro.

CAVETTO ACCOPPIATORE CON ALTRI REGISTRATORI DELLA STESSA CASA - ART. 870087

Questo cavetto permette, con un secondo magnetofono, di eseguire duplicati di una registrazione.

CORDONE ALIMENTAZIONE PER RETE LUCE - ART. 870083

Il cordone di alimentazione è adatto per correnti alternate da 110 ÷ 220 V.; il suo inserimento nella presa posteriore del magnetofono provoca automaticamente la esclusione delle pile (S 4000).

CORDONE ALIMENTAZIONE PER ACCUMULATORE 12 V CC ART. 870112

Per batteria tipo auto a 12 V collegando il filo rosso al positivo ed il nero al negativo.

FONOTELECOMANDO (FTC). ART. 870111

E' un accessorio costituito da un circuito elettronico con 5 transistori, che comanda automaticamente la partenza e l'arresto del nastro, sfruttando un segnale di conveniente intensità. Deve essere pertanto inserito tra l'apparecchio e l'accessorio mediante il quale si effettua la registrazione:

- Microfono - art. 814004
- Cavetto accoppiatore radio TV giradischi - art. 870084
- Rivelatore telefonico - art. 870085
- Cavetto accoppiatore con altri magnetofoni - art. 870087.

BOBINA VUOTA CON ASTUCCIO - ART. 870122**BOBINA CON 360 m DI NASTRO « LP » CON ASTUCCIO - ART. 870121
PROLUNGA PER MICROFONO - ART. 870099****BORSA A TRACCOLLA PER SERIE 4000 - ART. 870128**

Kansas City. L'agenzia federale dell'aviazione statunitense utilizzerà per il suo nuovo sistema di smistamento dei messaggi meteorologici su raggio nazionale, a Kansas City, cinque elaboratori elettronici intercollegati ad alta capacità.

Questo sistema unico è stato progettato per raccogliere e scambiare notizie sulle condizioni del tempo, sulle previsioni e su altri dati attraverso una rete che abbraccia tutto quanto il territorio USA in ausilio dei servizi meteorologici locali e dell'aviazione militare. Il sistema provvederà inoltre ad elaborare e smistare dati del genere provenienti da fonti internazionali.

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO

VIA MOSCOVA, 40/7

TEL. 667.326 - 650.884



ROMA

VIA F. REDI, 3

TELEFONO 84.44.073

NUOVO OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 0336



CARATTERISTICHE

AMPLIFICATORE VERTICALE

Banda passante: dalla cc a 7 MHz (3 dB).

Sensibilità: 20 mVpp/cm fino 1 MHz.

50 mVpp/cm fino 7 MHz.

Tempo di salita: circa 50 n Sec.

Divisore d'ingresso: da 20 mV a 20 V/cm.

Calibratore y: calibratore DC.

Resistenza d'ingr.: 1 MOhm costante.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Banda passante: da 10 Hz a 500 kHz.

Sensibilità: 100 mVpp/cm.

Espansione: equival. 5 diametri.

Asse tempi: da 10 m Sec a 1 μ Sec/cm.

Sincronismo: interno \pm , esterno, rete.

Asse Z: soppress — 20 Vp.

Tubo impiegato: tipo 5UP1F (5 pollici)

schermo piatto, alta luminosità.

Valvole e diodi: complessivamente n. 17.

Dimensioni: 19 x 28 x 39 cm.

Accessori a richiesta:

Probe divisore PD 366.

Probe rivelatore PR 366.

PREZZO DI LISTINO TES L. 125.000 - Sconto ai rivenditori

Garanzia 12 mesi compreso tubo e valvole

PARTI DI RICAMBIO E DISEGNO ESPLOSI

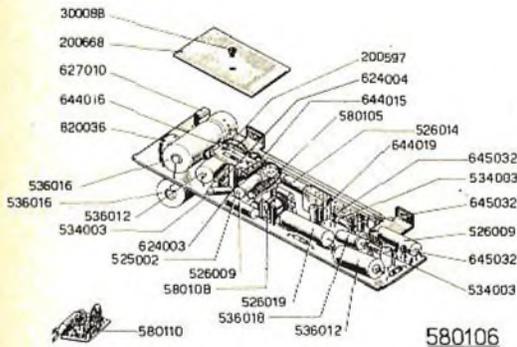
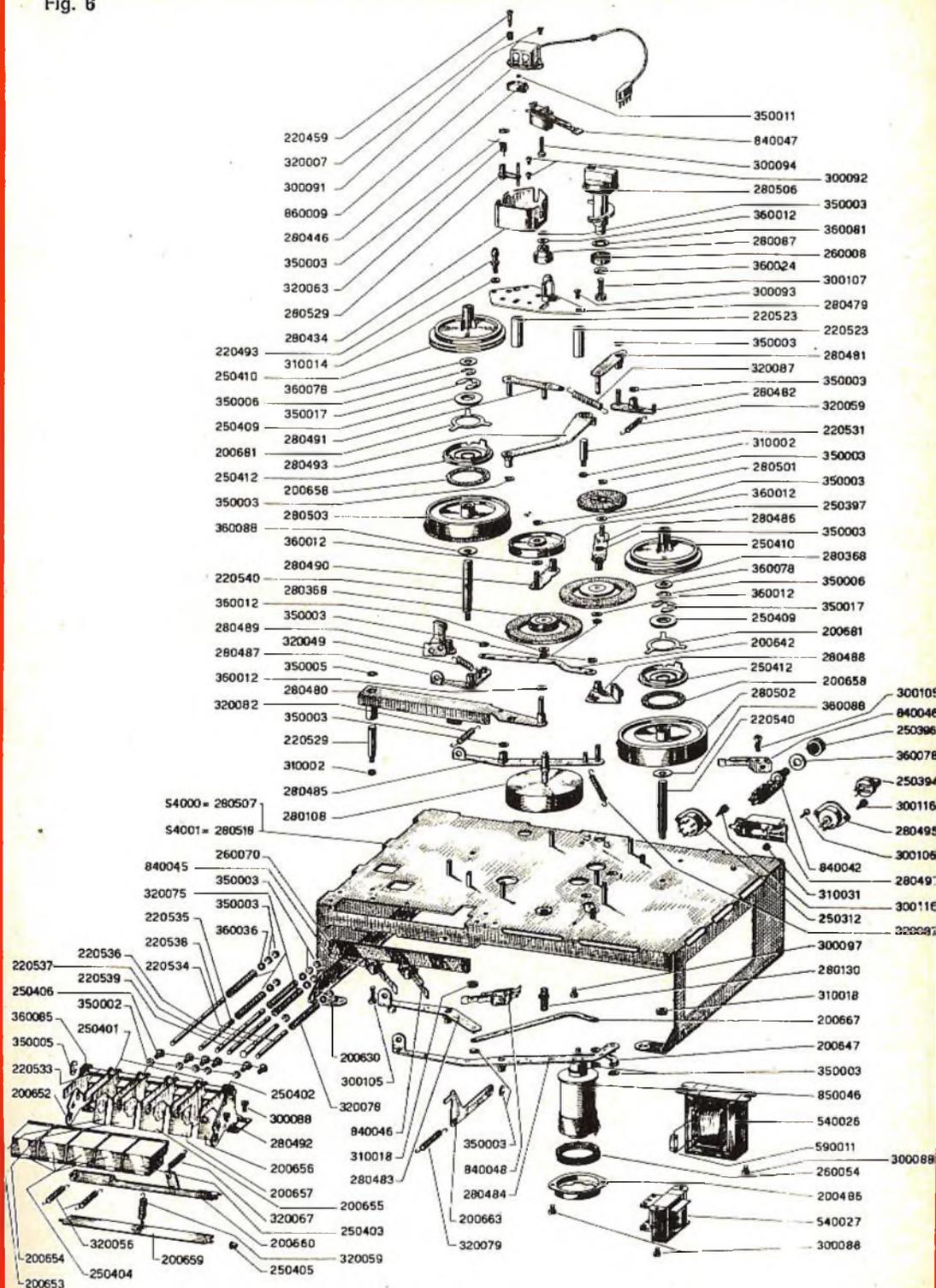


Fig. 5

200597	Dissipatore
200668	Dissipatore
300088	Vite Ø 3 MA x 4 TCP
525002	Condensatore a carta 33 k μ F 150 V \pm 10 %
526009	Condensatore a carta 0,25 μ F 150 V \pm 20 %
526014	Condensatore a carta 0,1 μ F 150 V \pm 10 %
526019	Condensatore a carta 0,33 μ F 150 V \pm 10 %
534003	Condensatore elettrolitico 1 μ F - 50 V
536012	Condensatore elettrolitico 500 μ F - 12 V
536016	Condensatore elettrolitico 2500 μ F - 15 V
536018	Condensatore elettrolitico 100 μ F - 12 V
580105	Oscillatore
580108	Induttanza
580110	Regolatore di velocità
624003	Diodo TA 221 - TA 210 - 10270
624004	Diodo AA 121
627010	Raddrizzatore B 25 - C 250
644015	Transistor AC 141
644016	Transistor AC 142 - AC 139
644019	Transistor AC 138
645032	Transistor BC 113
820036	Resistenza variabile 10 k Ω (fondo scala)

200486	Flangia fissaggio motorino	250403	Cappuccio per tasti rosso
200630	Squadretta supporto pannello	250404	Cappuccio per tasti grigio
200642	Asta comando freno per ghiera di recupero	250405	Bussoletta guida cricco
200647	Astina comando marcia avanti veloce	250406	Bussoletta guida pompette
200652	Squadretta supporto tasti	250409	Anellino fissaggio molla
200653	Tasto di retromarcia	250410	Porta bobine
200654	Tasto di avanti veloce	250412	Disco di frizione
200655	Tasto di stop	260008	Anello gomma
200656	Tasto di registrazione	260054	Ghiera elastica per flangia motorino
200657	Tasto di audio	260070	Ammortizzatore tasti
200658	Anello di frizione	280087	Ruota folle trascinamento nastro
200659	Cricco aggancia-tasti	280108	Volano
200660	Cricco di sicurezza	280130	Grano regolazione volano
200663	Leva sposta cassetto collettore	280368	Ruota moto
200667	Asta comando retromarcia	280434	Scatola supporto testina
200681	Rondella con alette-molla	280446	Pattino per testina
220459	Vite fissaggio testina	280479	Piastra supporto testina
220493	Guida nastro	280480	Leva generale
220523	Colonnina supporto piastra	280481	Leva supporto ruota satellite
220529	Perno per leva generale	280482	Leva per ruota satellite
220531	Perno per bussola cambio velocità	280483	Leva comando retromarcia
220533	Perno per tastiera	280484	Leva comando avanti veloce
220534	Astina per leva generale	280485	Leva sposta ruota recupero
220535	Astina per leva sposta ruota satellite	280486	Leva supporto ruota recupero
220536	Astina per leva sposta ruota recupero	280487	Leva comando freno ghiera recupero
220537	Astina per leva freno recupero	280488	Freno per ghiera di recupero
220538	Astina per levetta ruota satellite	280489	Freno per ghiera di retromarcia
220539	Astina per leva freno retromarcia	280490	Leva supporto ruota intermedia
220540	Perno per bobine	280491	Leva supporto ruota moto
250312	Presca maschio 6 posti per microfono	280492	Squadretta supporto tasti
250394	Spina maschio cambiotensioni	280493	Leva cambio velocità
250396	Dado isolante jack	280495	Presca cambio tensioni
250397	Ruota intermedia	280497	Presca maschio di alimentazione
250401	Distanziatore tasti	280501	Ruota di recupero
250402	Distanziatore tasti	280502	Ghiera di recupero
		280503	Ghiera di retromarcia
		280506	Manopola con elica cambio velocità

Fig. 6



MOBILE S 4000

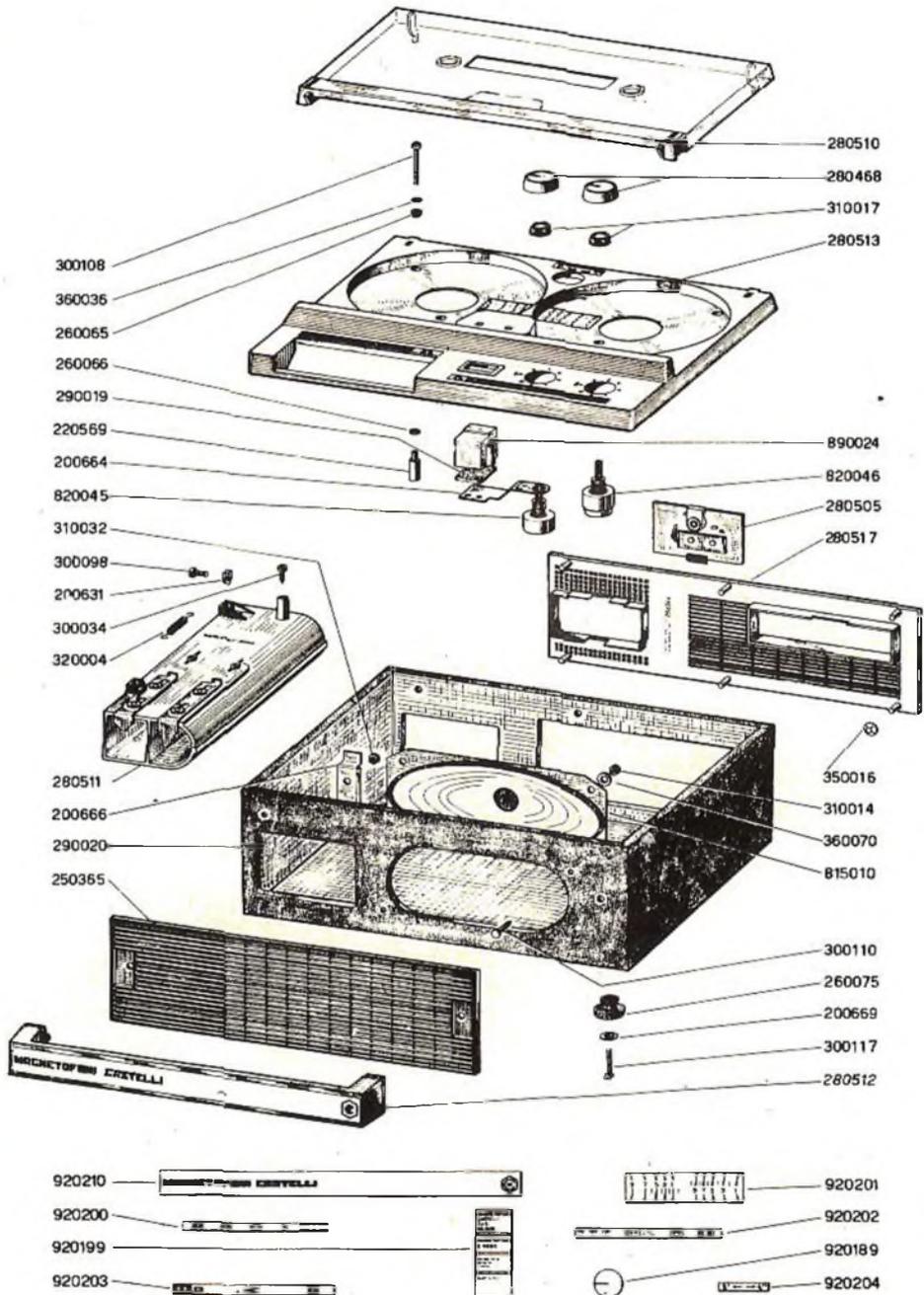


Fig. 7

MOBILE S 4001

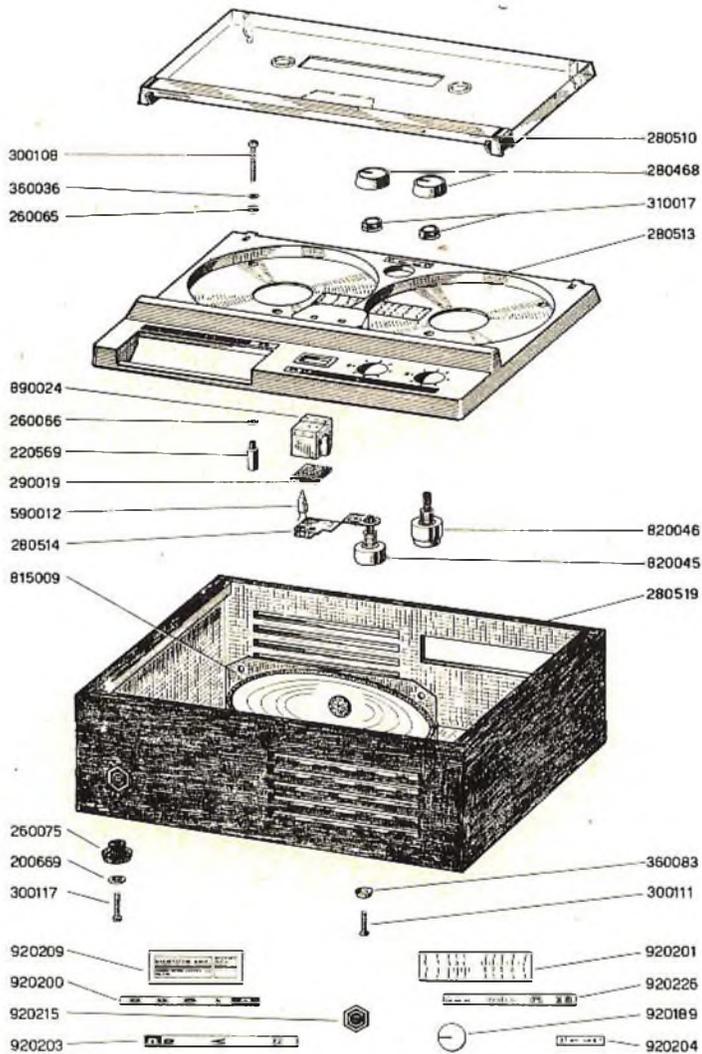


Fig. 8

280507	Pannello parte meccanica S 4000	280510	Coperchio trasparente con aggancio
280518	Pannello parte meccanica S 4001	280511	Porta pile
280529	Leva supporto pattino testina	280512	Maniglia
300088	Vite Ø 3 MA x 4 TCP	280513	Piano superiore mobile
300091	Vite Ø 2 MA x 6 TSP	280517	Griglia posteriore per S 4000
300092	Vite Ø 2,6 MA x 2,5 TCP	290019	Tamponcino per strumentino
300093	Vite Ø 3 MA x 7 TSP ottone	290020	Mobiletto per S 4000
300094	Vite Ø 2 MA x 16 TCP	300034	Vite autofilettante Ø 3,5 x 9,5 taglio a crociera
300097	Vite Ø 3 MA x 6 TCP	300098	Vite Ø 3 MA x 8 TCP
300105	Vite Ø 3 MA x 12 TCP	300108	Vite Ø 3 MA x 25 TCP
300106	Vite Ø 2,3 MA x 8 TCP	300110	Vite speciale fissaggio altop. Ø 3 MA x 21
300107	Vite maschiante Ø 4 MA x 10 TCP	300117	Vite Ø 3 MA x 15 TSP
300116	Vite autofilettante Ø 2,9 x 9,5 taglio a crociera	310014	Dado Ø 3 MA x 6 x 2,5
310002	Dado Ø 1/8" x 6 x 2,5	310017	Dado fissaggio potenziometro
310014	Dado Ø 3 MA x 6 x 2,5	310032	Dado Ø 5 MA x 8 x 3,5
310018	Dado Ø 4 MA x 7 x 3	320004	Molla 26 (100 pezzi)
310031	Dado Ø 2,3 MA x 5 x 1,2	350016	Anello Benzing QUICKLOCK Ø 4
320007	Molla 37	360036	Rondella Ø 3,5 x 7 x 0,5
320049	Molla 62	360070	Rondella Ø 3,3 x 10 x 0,8
320056	Molla 66	815010	Altoparlante senza squadretta
320059	Molla 10	820045	Potenziometro 50 kΩ
320063	Molla 69	820046	Potenziometro 5 kΩ con interrutt. bipolare
320067	Molla 73	890024	Strumentino M 215/A
320075	Molla 84	920189	Dischetto per manopola
320078	Molla 87	920199	Targhetta nominativa
320079	Molla 88	920200	Targhetta tastiera
320082	Molla 91	920201	Targhetta contametri
320087	Molla 94	920202	Targhetta comandi posteriore
350002	Anello Benzing d. = 1,9	920203	Targhetta comandi superiore
350003	Anello Benzing d. = 2,3	920204	Targhetta cambio velocità
350005	Anello Benzing d. = 4	920210	Targhetta maniglia
350006	Anello Benzing d. = 5	200669	Rondella per piedino mobile
350011	Anello Benzing d. = 1,2	220542	Distanziatore mobile
350017	Anello Benzing d. = 8	260065	Gommino per sospensione elastica
360012	Rondella Ø 3,2 x 7 x 0,1	260066	Rondella per sospensione elastica
360024	Rondella Ø 4,1 x 11 x 0,5	260075	Piedino per mobile
360036	Rondella Ø 3,5 x 7 x 0,5	280468	Manopola
360078	Rondella Ø 6,1 x 12 x 0,5	280510	Coperchio trasparente con aggancio
360081	Rondella Ø 7,1 x 13 x 0,5	280513	Piano superiore mobile
360085	Rondella Ø 11 x 5,2 x 1,5	280514	Supporto strumentino
360088	Rondella Ø 14 x 4,2 x 0,1	280519	Mobiletto per S 4001
540026	Trasformatore alimentazione	290019	Tamponcino per strumentino
540027	Impedenza	300108	Vite Ø 3 MA x 25 TCP
590011	Fusibile 100 mA	300111	Vite Ø 4 MA x 15 TSP
840042	Jack	300117	Vite Ø 3 MA x 15 TSP
840045	Interruttore per tasto stop	310017	Dado fissaggio potenziometro
840046	Interruttore silenziatore tasto audio	360036	Rondella Ø 3,5 x 7 x 0,5
840047	Interruttore leva cambio velocità	360083	Rondella Ø 4,5 x 12
840048	Interruttore per tasto registrazione	590012	Lampadina
850046	Motorino	815009	Altoparlante con squadretta
860009	Testina magnetica CR 21	820045	Potenziometro 50 kΩ
200631	Dado speciale	820046	Potenz. 5 kΩ con interruttore bipolare
200664	Squadretta supporto strumentino	890024	Strumentino M 215/A
200666	Scatolino fissaggio maniglia	920189	Dischetto per manopola
200669	Rondella per piedino mobile	920200	Targhetta tastiera
220569	Distanziatore mobile	920201	Targhetta contametri
250365	Griglia anteriore	920203	Targhetta comandi superiore
260065	Gommino per sospensione elastica	920204	Targhetta cambio velocità
260066	Rondella per sospensione elastica	920209	Targhetta nominativa
260075	Piedino per mobile	920215	Marchio
280468	Manopola	920226	Targhetta comandi posteriore
280505	Sportello chiusura pile		

ascolto naturale della stereofonia

**ALTA
FEDELTA'**

Descriviamo in questo articolo un sistema razionale per ottenere un ascolto naturale della stereofonia, riportando i vari sistemi con i quali si possono ottenere dei risultati veramente soddisfacenti.

La qualità dell'ascolto stereofonico dipende da numerosi fattori complessi che nella maggior parte dei casi vengono ignorati; questi fattori trascurati portano naturalmente a dei difetti nell'ascolto. Cominciamo a studiare un fenomeno distinto senza tener conto degli altri e dei risultati constatati.

Si ricordi che non è sufficiente far funzionare i due altoparlanti anche più simili possibile, oppure i due canali sonori di un registratore o di un giradischi stereofonico, separando in modo conveniente questi altoparlanti, per ottenere automaticamente una sensazione reale della stereofonia per mezzo della distribuzione sonora nello spazio.

Si deve tener conto anche che in un appartamento ci sono numerosi fenomeni di riflessione sonora che entrano in gioco; la disposizione dell'ascoltatore rispetto alle sorgenti sonore; le caratteristiche di

ascolto dell'ascoltatore, le caratteristiche acustiche del brano musicale hanno anch'essi la loro importanza.

Tutto l'insieme di questi diversi fenomeni forma praticamente una sola cosa e quindi lo studio separato di ogni dettaglio non ha alcun significato.

Le sale d'ascolto previste per la stereofonia sono disposte in modo da assicurare gli effetti direzionali dei diversi strumenti dell'orchestra, conservando le loro qualità.

Un dispositivo teorico stereofonico ideale non comprenderà solamente i due canali sonori e i due altoparlanti o i due gruppi di altoparlanti, ma un numero « n » di canali, uguale al numero stesso degli strumenti dell'orchestra e un numero « n » uguale di microfoni che possiedono delle caratteristiche direzionali e che permettono a ciascuno di raccogliere solamente i suoni di uno strumento o di un gruppo di strumenti.

Allo stesso tempo si avrà anche lo stesso numero « n » di amplificatori perfetti, un registratore anch'esso perfetto e un numero « n » di altoparlanti o di insieme di altoparlanti, ognuno dei quali presenta delle caratteristiche di radiazione uguali a quelle dello strumento corrispondente e posti in una posizione conveniente della sala.

La registrazione sarà effettuata in una camera « sorda » cioè in una camera speciale esente da riflessioni ed echi.

Teoria e semplificazioni

Questa disposizione teorica ideale, non attuabile in pratica, a causa della sua complessità, può venire semplificata per esempio mettendo i microfoni non più in un numero così elevato di punti nello studio, in senso orizzontale o verticale, ma in un solo piano orizzontale, effettuando così anche una specie di taglio orizzontale dello spazio sonoro.

Il procedimento permette di estendere in modo orizzontale l'effetto sonoro e di assicurare una distribuzione musicale reale in senso orizzontale, allo stesso modo dell'immagine panoramica nel cinema sonoro.

La seconda semplificazione pratica consiste nel disporre i microfoni in linea e inoltre, nel ridurre il loro numero a un massimo di tre utilizzando lo stesso numero di casse acustiche di riproduzione. In questo modo le registrazioni professionali sono costituite, solamente, da tre canali sonori e questa semplificazione, assicura una sensazione musicale piacevole. Naturalmente queste registrazioni non permettono di ottenere una audizione stereofonica reale come si avrebbe ascoltando direttamente una orchestra normale.

Si deve tener conto anche della notevole differenza della resa acustica che si riscontrerà fra l'auditorio stereofonico e la nostra camera d'ascolto casalinga. Questa differenza sarà dovuta oltre che all'acustica anche agli apparecchi per la riproduzione dei suoni, come registratore o giradischi i quali dovranno assicurare dei risultati veramente buoni. Come si può facilmente capire, questa audizione sarà evidentemente deformata e di conseguenza sarà molto diversa dall'originale.

La condizione ideale che si dovrebbe raggiungere è quella di ottenere in una camera d'appartamento, le condizioni esatte di ambientamento che si hanno in una sala da concerto, ma questo è piuttosto difficile.

Nella pratica normale d'ascolto, al livello d'amatore, non si usano i procedimenti stereofonici propriamente detti, anche semplificati, ma si impiega il metodo binofonico, più semplificato e più limitato e che si richiama, seppure erroneamente, al metodo stereoscopico in ottica.

Per attuare questo sistema si utilizzano due casse acustiche complete: la registrazione sonora viene effettuata con due microfoni disposti in modo razionale. I due altoparlanti di riproduzione sufficientemente lontani non possono assicurare una separazione perfettamente efficace e l'effetto massimo assicurato non è che dell'ordine del 30 % di quello ottenuto con delle cuffie.

Il procedimento a due canali può assicurare dei risultati molto reali e anche in certi casi, delle audizioni di carattere molto interessante. Naturalmente non si tratta di una riproduzione uguale a quella che si può realizzare in una sala da concerto, ma solo una illusione di ascolto naturale.

I perfezionamenti realizzati continuamente permettono di migliorare questa sensazione, ma evidentemente c'è un limite che è impossibile superare senza modificare il principio iniziale. Si deve così usare in modo razionale il materiale di cui si dispone e i due canali sonori a nostra disposizione.

A questo punto conviene precisare l'interesse della separazione dei due canali sonori; dei fenomeni minori e originali, del tipo del ping-pong, possono costituire delle dimostrazioni divertenti, delle possibilità del procedimento, ma non hanno evidentemente nessun valore artistico.

Gli inconvenienti e i rischi della separazione sonora

Gli inconvenienti di questa separazione sonora nello spazio, per quanto riguarda la realizzazione di una buona audizione stereofonica non sono sempre stati ben compresi, se non per quanto riguarda i diversi studi riguardanti questa faccenda. Se si ritorna alle sorgenti iniziali e all'idea spiegata in precedenza del trasporto virtuale della camera d'ascolto nella sala da concerto per assicurare la reale qualità

sonora, certi fatti possono essere messi in evidenza.

All'inizio, l'ascoltatore diretto dice che i diversi suoni sentiti provengono da diversi punti della scena; in seguito i suoni diretti provengono da ciascuna sorgente, essi arrivano alle sue orecchie e sono seguiti dai suoni riflessi che provengono dalla stessa sorgente, grazie alle riflessioni sui muri e sul soffitto.

I suoni diretti e quelli riflessi arrivano in questo modo alle orecchie da direzioni diverse e questo fenomeno, grazie alla percezione binaurale, permette di analizzare i suoni.

analoghe; in questo caso si hanno solamente due sorgenti costituite dagli altoparlanti e non un susseguirsi di immagini sonore estese fra quest'ultimi. La seconda condizione non viene raggiunta, in quanto non si ha l'effetto spaziale reale anche facendo ricorso a un sistema di riverberazione artificiale.

Questi fatti possono essere illustrati osservando il disegno di fig. 1 sul quale è stato rappresentato il fenomeno dovuto all'effetto « Haas » che riguarda la relazione esistente fra i tempi e l'intensità, quando i due altoparlanti riproducono lo stesso suono, ma con una durata e una

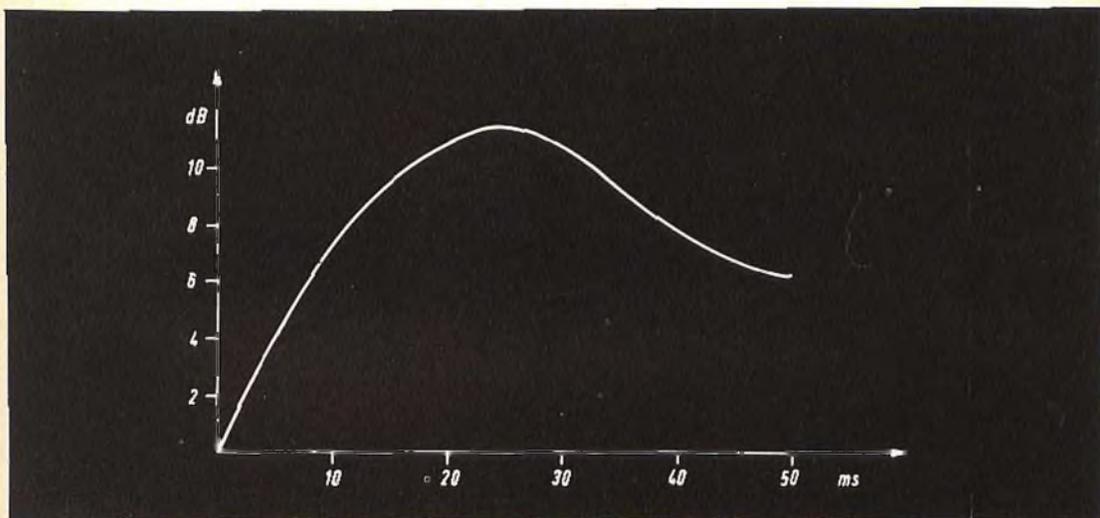


Fig. 1 - a) Diagramma riguardante il fenomeno dell'effetto Haas; b) rappresentazione schematica della disposizione di due altoparlanti.

Queste condizioni vengono assicurate in modo soddisfacente nel caso di registrazioni stereofoniche di qualità riprodotte in modo razionale mentre non si possono ottenere con degli apparecchi monofonici a un solo canale. È evidente che due canali monofonici completamente separati assicurano delle condizioni

intensità variabile indicata dalla curva, in modo da mantenere una sensazione sonora fittizia fra gli altoparlanti.

Quando il suono che proviene dall'altoparlante B è **minore** rispetto a quello dell'altoparlante A, l'ascoltatore posto nella posizione C ha la sensazione di sentire

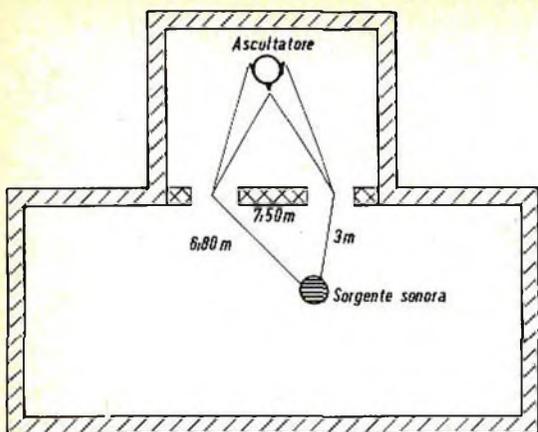


Fig. 2 - Disposizione della sorgente sonora per una diffusione diretta.

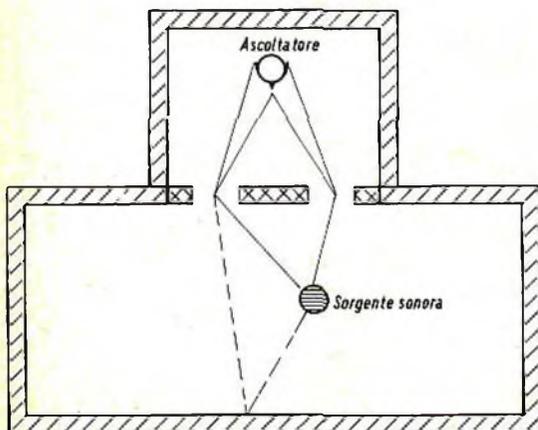


Fig. 3 - Disposizione della sorgente sonora per una diffusione riflessa.

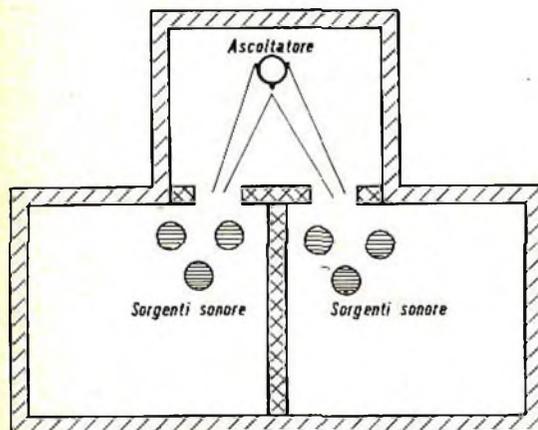


Fig. 4 - Sistema di isolamento fra le due sorgenti sonore.

una sorgente sonora D che si sposta progressivamente verso l'altoparlante A. Dopo qualche millisecondo l'immagine sonora resta nel punto A, ma quando la diminuzione aumenta, il suono inizia a diventare più percettibile per un effetto primario.

Quando il ritardo raggiunge i 50 ms, l'ascoltatore percepisce due suoni distinti oppure un effetto d'eco.

L'effetto di realtà sonora è dovuto a un procedimento artificiale, in qualche modo sintetico, a un effetto analogo a quello che si produce in una sala da concerto, vale a dire la produzione di un suono diretto seguito da una riflessione di questo suono proveniente da un'altra direzione e con un ritardo più lungo, analogo a quello che si constata in una sala da concerto.

Non si tratta più di un effetto stereofonico reale, ma queste condizioni possono essere riprodotte in un dispositivo stereofonico se la distanza dei microfoni è realizzata come si può vedere in fig. 2.

Si tratta di condizioni che superano la realtà, perchè il suono riflesso di solito perde in qualità a causa dei fenomeni di riflessione.

In stereofonia sono assicurate delle condizioni più reali come si può vedere dalla fig. 3, ricorrendo a un effetto acustico ausiliare. In questo caso si utilizza il ritardo ridotto delle due onde dirette rappresentate con tratto continuo e si considera solamente l'influenza degli effetti direzionali dei suoni riprodotti.

I suoni trasmessi direttamente provengono da sinistra e i suoni riflessi rappresentati con linee tratteggiate provengono da destra; in condizioni ideali i suoni diretti e quelli riflessi producono delle immagini sonore che sembrano riempire lo spazio fra gli altoparlanti. Questo risultato è ancora lontano dalla riproduzione ideale, ma è già un buon miglioramento rispetto all'ascolto monofonico normale o con i due canali sonori.

Un suono monofonico a due canali si effettua di solito in una registrazione in studio, quando ogni strumento viene adattato al microfono disposto a breve distanza nel modo abituale; anche i ripartitori di

canali sonori sono disposti in modo da dividersi una metà degli strumenti per uno e l'altra metà per l'altro, aggiungendo la quantità conveniente di riverberazione assicurata da una camera di eco o da un dispositivo di riverberazione artificiale.

Questo procedimento dà lo stesso risultato che si avrebbe raggruppando la metà degli strumenti attorno al microfono e l'altra metà attorno all'altra e ponendo uno schermo fra di essi come si vede in fig. 4; in questo caso l'effetto Haas non si può produrre, in quanto non si possono avere delle riflessioni in un canale o in un altro ed è per questo che si deve produrre un effetto di riverberazione. Questo genere di registrazione viene di solito utilizzata per la musica di varietà, e la musica popolare, e dovrà essere combinata con una disposizione acustica ben studiata quando si tratta di musica classica.

La maggior parte delle registrazioni stereofoniche di qualità vengono realizzate facendo un compromesso fra i diversi procedimenti; non è così per gli strumenti a percussione, per i quali l'effetto stereofonico è soprattutto dovuto in larga parte ai transitori e per gli strumenti melodici, in cui il suono è captato con l'aiuto dei microfoni molto avvicinati per i due canali sonori.

Il risultato finale ottenuto è talvolta curioso; i suoni degli strumenti a percussione possono dare all'ascoltatore l'illusione di essere realmente nello studio; mentre è ricondotto bruscamente alla realtà nella sua camera d'appartamento quando si sentono degli strumenti melodici registrati con i microfoni molto vicini.

Differenti metodi stereofonici

Molte distorsioni acustiche di questo genere si producono nella pratica della stereofonia a due canali e una delle cause che rendono difficile il lavoro dei tecnici consiste nella grande varietà di sistemi stereofonici esistenti.

Un dispositivo stereofonico è in effetti costituito dall'insieme delle apparecchiature stereofoniche e della camera d'ascolto in cui queste sono disposte.

Esistono diversi tipi di altoparlanti stereofonici previsti per essere disposti negli

angoli della stanza e funzionanti con l'aiuto di riflessioni sulle pareti.

La qualità stereofonica può evidentemente anche venire migliorata aumentando il numero di canali sonori fino a tre o quattro come si è già proposto in precedenza impiegando anche se lo si desidera delle soluzioni semplificate con un altoparlante centrale per i suoni bassi.

Delle altre soluzioni sono state sperimentate per risolvere questo problema dell'acustica della camera d'ascolto; l'adozione recente di un sistema di riverberazione con un dispositivo a molle di ritardo disposte sia nel sistema amplificatore sia sugli altoparlanti non può assicurare dei risultati di alta qualità, a meno che non venga impiegato in condizioni razionali.

Ambiofonia

Non è raccomandabile, nella maggior parte dei casi, di aggiungere semplicemente un effetto di riverberazione sui due canali sonori; senza dubbio sarà preferibile utilizzare il suono di riverberazione con ritardo in un terzo canale, di modo che l'altoparlante corrispondente potrà essere posto davanti agli altri nella sala d'ascolto, in modo da riprodurre dei suoni corrispondenti ai suoni diretti prodotti dalla parte frontale di una sala da concerto.

Con il metodo della ambiofonia, si ricorre a un sistema di ritardo a nastro magnetico per riprodurre artificialmente, con un processo elettroacustico, le dimensioni di una piccola sala d'ascolto. Il principio di funzionamento consiste nel modificare gli effetti indesiderabili delle caratteristiche acustiche di una camera di piccole dimensioni invece che eliminarli. Questo procedimento ha senza dubbio il merito di assicurare, in modo economico, dei risultati ideali.

L'effetto è basato su tre elementi per creare una illusione stereofonica e dipende essenzialmente dall'intensità. Si sostiene spesso che una differenza dei tempi corrisponde realmente a una differenza di fase per una certa frequenza di modo che la stereofonia è basata su delle differenze di fase di intensità. Le differenze di intensità sole non possono produrre una sensazione naturale e gradevole; se questo fosse vero, in effetti, noi potremmo utilizzare

una registrazione monofonica, per esempio, di un piano e pilotare con una apparecchiatura di riproduzione due altoparlanti distinti regolandoli a dei livelli sonori molto diversi e avremmo così anche un ascolto stereofonico. Le prove pratiche possono dimostrare che questo non è possibile.

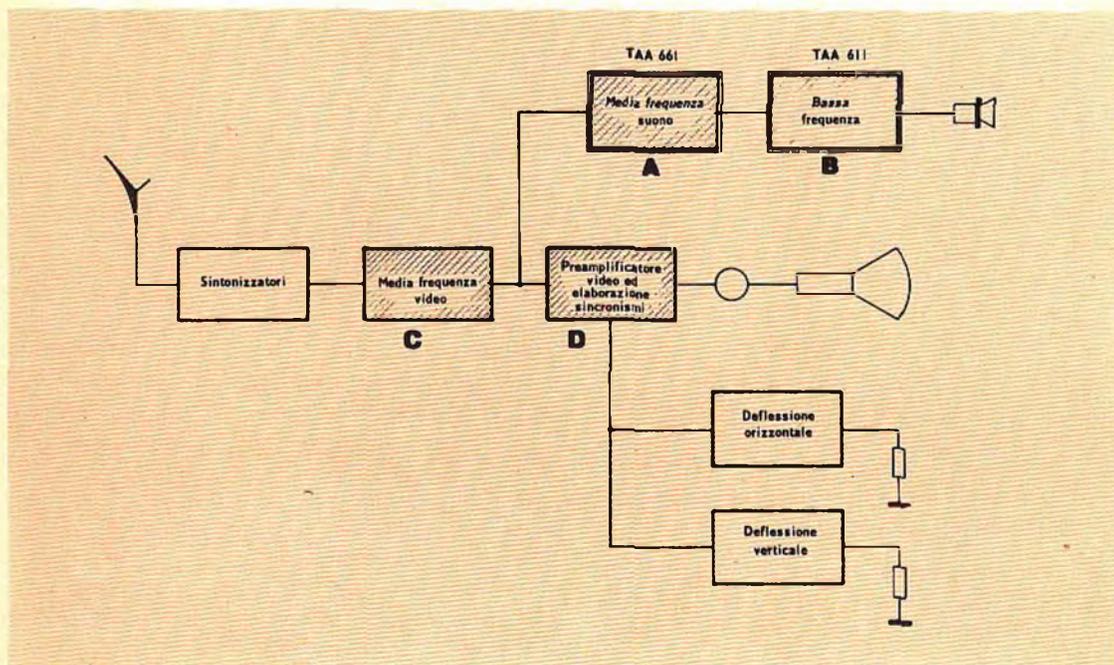
Con due microfoni direzionali posti molto vicini l'uno all'altro è possibile ottenere delle differenze d'intensità fra i due canali, ma non si produce più un effetto stereofonico Haas del genere di quello di fig. 2. La percezione dipende interamente dalle differenze di intensità fra i due canali che devono determinare delle percezioni direzionali.

L'effetto terziario del fenomeno fa risultare quindi dei tragitti diversi dei suoni diretti e riflessi, che assicurano un effetto stereofonico spaziale. Si possono confrontare i pregi relativi di questo sistema stereofonico con intensità variabile e con microfoni raggruppati, con il sistema a microfoni separati, ma si deve tener conto delle proprietà variabili della musica

stessa, per quanto riguarda l'effetto stereofonico.

Per esempio, un brano di musica comprendente dei suoni transitori molto ricchi, potrà dare dei risultati molto migliori con la tecnica dei microfoni separati, a causa dei fenomeni corrispondenti dovuti all'effetto Haas. Ma d'altro canto, la musica continua, con qualche effetto di percussione, può spesso assicurare dei risultati migliori con la tecnica stereofonica d'intensità.

Tutte queste ricerche mostrano, ancora una volta, le difficoltà di un problema che sembra piuttosto semplice. A questo punto non è sufficiente capire meglio e studiare l'ascolto binauricolare; è necessario sapere ciò che può spiegare il meccanismo dell'ascolto binofonico con due altoparlanti e l'impressione che si trova veramente nelle condizioni acustiche efficaci. Tutte le modifiche dei microfoni, come degli altoparlanti, sono desiderabili in questo ordine di idee, se esse devono contribuire ad assicurare una tale impressione.



Schema a blocchi di un ricevitore TV. Le funzioni integrabili sono quelle dei blocchi A, B, C, D. La S.G.S. ha già realizzato due di tali funzioni con i circuiti integrati TAA 661 e TAA 611.

NOVITA' ASSOLUTA NOVITA' ASSOLUTA

LA ERREPI PRESENTA IN PRIMA ASSOLUTA IL NUOVO ANALIZZATORE MOD. A.V.O. 50 k CON SENSIBILITA' 50.000 OHM/VOLT CHE PER L'ALTISSIMA SENSIBILITA' MAI RAGGIUNTA FINORA IN UN ANALIZZATORE TASCABILE RAPPRESENTA UNA ECCEZIONALE NOVITA' NEL CAMPO DEGLI STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA.

SUPERATI

10.000 Ω/V

20.000 Ω/V

40.000 Ω/V

ORA

50.000 Ω/V



IL PIU' COMPLETO
IL PIU' PRATICO
PER IL TECNICO PIU' ESIGENTE

A.V.O. 50 k

AL PREZZO COMPETITIVO

DI L. 11.800

FRANCO NOSTRO STABILIMENTO

O PRESSO

TUTTI I PUNTI DI VENDITA

DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

IN ITALIA

ERREPI
ELECTRONIC

20131 Milano - Via Vallazze, 95 - Tel. 23.63.815

Listini e caratteristiche a richiesta



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

REGOLATORE DI TEMPERATURA E DI LIVELLO DEI LIQUIDI

Nello schema di figura 1 è rappresentato un regolatore della temperatura e del livello di liquidi.

Il riscaldamento viene interrotto dal relé R quando dal termistore K 273 viene raggiunta la temperatura prestabilita, oppure se la sonda di livello 2 non è più immersa nel liquido stesso.

È così garantito che a riscaldamento inserito esiste sempre una minima quantità di liquido. Pertanto si ha un dispositivo di sicurezza e protezione completo; infatti, senza liquido il termistore segnalerebbe sempre una bassa temperatura, con dannose conseguenze dato il riscaldamento inserito.

Il termistore è composto da un elemento semiconduttore sensibile montato in un contenitore metallico cilindrico con flangia di fissaggio al recipiente e corredato di 2 attacchi adatti per spina Faston.

Il termistore è inserito in un circuito a ponte con amplificatore differenziale e agendo sul commutatore S può venire scelto uno dei 3 livelli di temperatura previsti.

I rami del ponte sono dimensionati in modo che al raggiungimento della temperatura prefissata la caduta di tensione sul termistore è maggiore che sulla resistenza di emettitore dei transistori dell'amplificatore differenziale. Con ciò la base del primo transistorore ha potenziale positivo rispetto l'emettitore e il transistorore va in conduzione, il secondo transistorore è perciò interdetto ed il relé è diseccitato. Un contatto di riposo del relé tiene chiuso il circuito di alimentazione del riscaldatore; non appena al transistorore viene raggiunta la temperatura prefissata l'amplificatore si commuta e il riscaldamento viene interrotto.

DISPOSITIVO OTTICO ANTINCENDIO

Normalmente negli impianti di protezione contro gli incendi vengono impiegate delle sonde che agiscono sotto l'influenza della temperatura o del fumo. Naturalmente queste sonde agiscono solo se collocate nella diretta vicinanza del focolaio dell'incendio. La figura 2 mostra lo schema elettrico di un dispositivo del genere a sistema ottico, in cui come sonde vengono impiegate fotoelementi al silicio tipo BPY 63 munite di filtro infrarosso. Questo dispositivo sfrutta la caratteristica fluttuante del fuoco e agisce anche ad una certa distanza.

Caratteristica principale per un corretto funzionamento dell'impianto è che durante le condizioni normali o per alterazioni

Lo stesso schema può venire anche impiegato per un altro livello del liquido, indicato con la sonda 1, che può venire inserita all'amplificatore differenziale mediante l'interruttore S.

Con un'altro contatto del relé R si può interrompere l'afflusso del liquido al raggiungimento del livello 1.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione: 15 V
 Valori di temperatura inseribili: 25° - 60° - 95 °C

Scostamento di temperatura per variazione di tensione (+ 10 ÷ 15%) nel campo da 0 a 70 °C: 1 °C

Scarto di temperatura fra inserzione e disinserzione del regolatore di temperatura: 1,5 °C

Relé R = Microrelé N/V 23154 - C0720 B 104

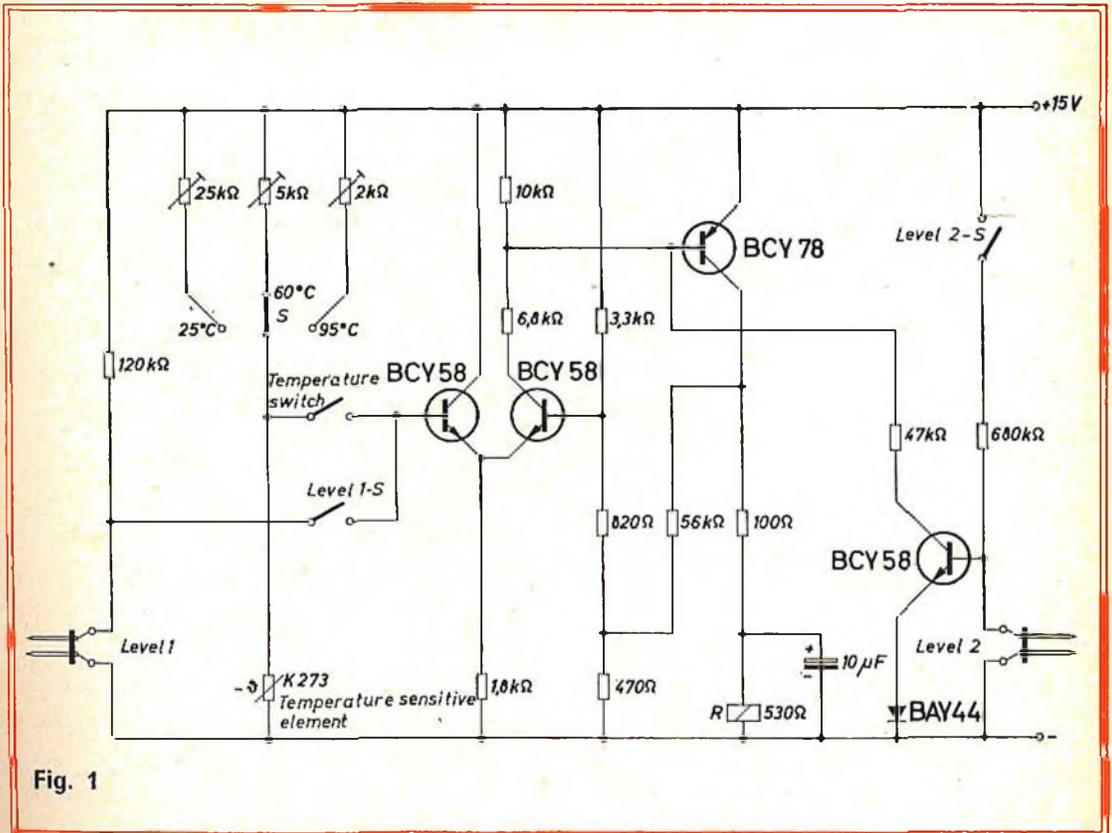


Fig. 1

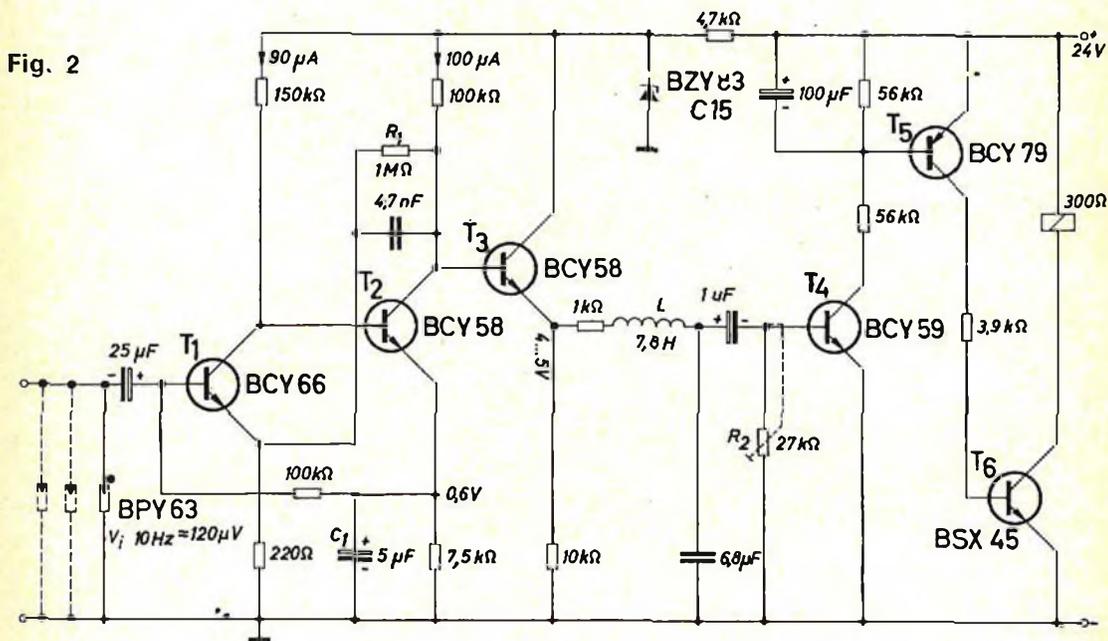
artificiali dell'ambiente non intervenga alcun allarme.

Viene pertanto esclusa l'influenza della luce del giorno dato che al fotoelemento è collegato un amplificatore in corrente alternata, attraverso un condensatore all'ingresso.

L'illuminazione artificiale presenta, specialmente con lampade fluorescenti, una frequenza doppia della rete, cioè 100 Hz; per questa ragione fra il terzo stadio dell'amplificatore e il successivo stadio di amplificazione di commutazione, è inserito un filtro passa-basso, che elimina questi segnali di disturbo presenti all'ingresso dell'amplificatore.

L'amplificazione di tensione dell'amplificatore in alternata a 3 stadi è di 3500 e può venire regolata con la resistenza di controreazione R1. Una ulteriore regolazione della sensibilità di commutazione è possibile mediante la variazione della resistenza R2 alla base del transistor T4.

Affinchè impulsi transitori che si presentano all'ingresso, come per esempio alla inserzione dell'impianto, non possano comandare l'allarme, è stato inserito un condensatore sul collettore del transistor T4. Questo comporta un ritardo alla inserzione e disinserzione del relé di circa 1,5 sec e, nello stesso tempo, spiana la tensione a semionda che arriva



Il limite di 3 dB di questo passa-basso si trova a 25 Hz.

Il limite inferiore del campo di trasmissione viene determinato tramite il condensatore C1. In figura 3 è indicato il grafico dell'andamento della sensibilità di ingresso del circuito in dipendenza della frequenza, per due diversi valori del condensatore C1.

al relé. Poiché il circuito non è sensibile né alla luce naturale continua né alla luce normale alternata artificiale, per il controllo dell'impianto è necessario uno speciale generatore di segnale. Un circuito adatto a questo scopo è illustrato in fig. 4.

Esso consta di un multivibratore astabile con una frequenza di lampeggiamento di 14 Hz.

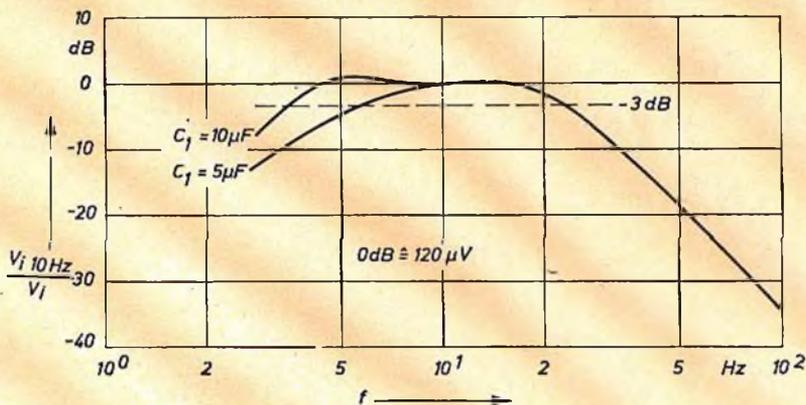


Fig. 3

È opportuno collocare le lampadine comandate da questo multivibratore nella stessa custodia dei fotoelementi in modo che sia possibile controllare il funzionamento da un posto centrale.

Dati tecnici

- Tensione di alimentazione: 24 V
- Tensione di ingresso: 120 μV
- Campo di frequenza per l'attrazione 3,5 sino a 25 Hz
- Relé tipo V 23009 A 0007 A 051 bobina da 300 Ω
- Induttanza L: nucleo a olla in ferrite \emptyset 22 mm tipo B65661 L1290 K026 con 2500 spire di \emptyset 0,07

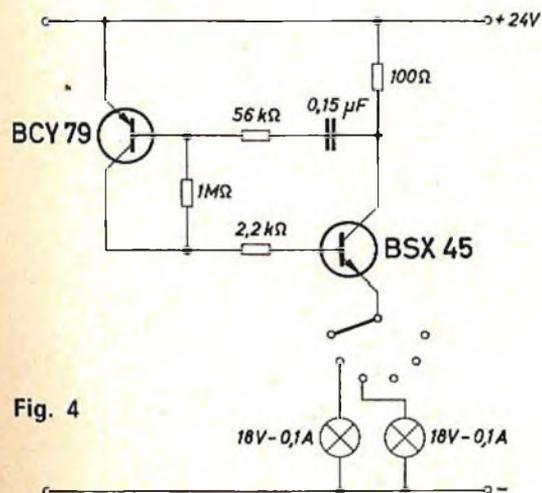


Fig. 4

3 AMPLIFICATORE HI-FI DA 20 W - 30 V

Con 2 transistor BD130 collegati in controfase si può ottenere una potenza di uscita di circa 20 W; lo schema elettrico indicato in fig. 5 illustra un amplificatore di bassa frequenza con transistori di potenza di questo tipo che vengono pilotati con una coppia di transistori complementari al silicio tipo BC140/BC160.

La qualità di riproduzione del circuito corrisponde alle esigenze di alta fedeltà secondo le norme DIN 45500.

Per ottenere un fattore di distorsione il più basso possibile il carico dinamico del pre stadio deve essere uguale per ambedue le semionde del segnale.

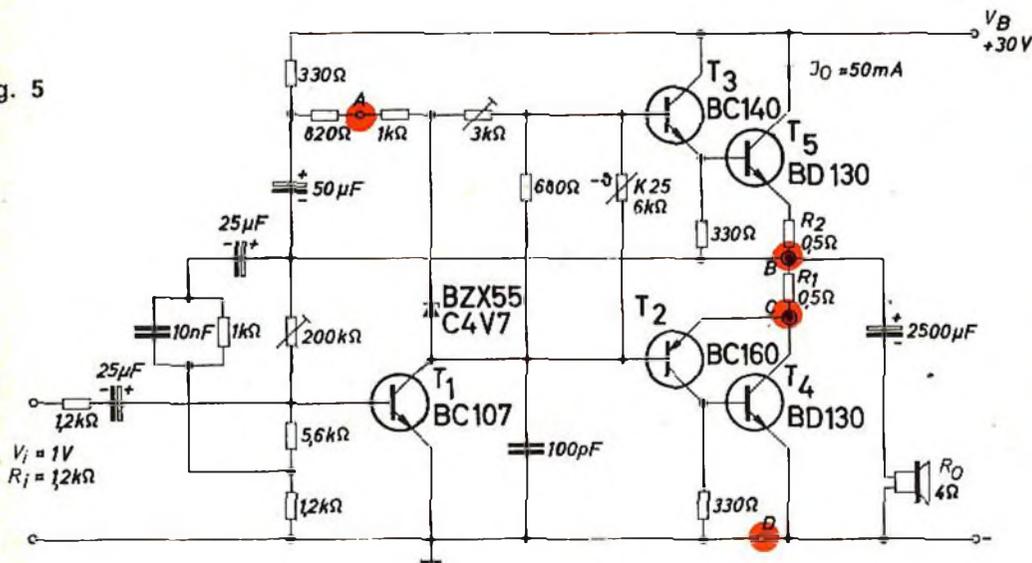
Se venisse collegato, come negli usuali sistemi circuitali, l'emettitore del transistor T2 al punto medio B dello stadio finale, le resistenze di ingresso dei due transistor dello stadio invertitore di fase sarebbero diverse.

Pertanto, come nel caso presente, lo emettitore del transistor T2 è collegato direttamente al collettore del transistor T4, si raggiunge così un piccolo fattore di distorsione e lo stadio finale può venire pilotato completamente a pieno carico.

Nei transistor dello stadio finale la dissipazione sale fortemente alle alte frequenze e alla sovr modulazione; tuttavia l'elevata capacità termica del sistema di giunzione dei transistor e l'elevata temperatura ammissibile danno garanzia per un buon comportamento termico.

L'ingresso della valvola elettronica è collegato, tramite partitore di tensione, alla resistenza di collettore del transistor finale T4; non appena, salendo la corrente sul transistor finale, la caduta di tensione che si crea su questa resistenza supera un determinato valore, conduce il transi-

Fig. 5



La resistenza termica dei dissipatori per i transistor finali deve essere per ogni transistor di circa 5,5 gr/W. La fig. 6 mostra l'andamento del fattore di distorsione riferito alla potenza di uscita.

Esso si trova al limite sotto lo 0,5%.

Nella stessa figura è anche riportato lo andamento del fattore di distorsione rispetto alla frequenza di trasmissione riferito alla potenza di uscita di 10 W.

Come protezione dei transistor finali si raccomanda l'impiego di una valvola elettronica di corto circuito come mostrato nella figura 7.

Essa consta di un transistor al silicio PNP tipo BC 177 e un tiristore tetrodo BRY 20.

Con eguale lettera riportata negli schemi di fig. 7 e fig. 5 sono indicati i collegamenti per il circuito di protezione elettronico all'amplificatore.

stor T6 della valvola elettronica che inserisce il tiristore T7 attraverso l'elettrodo di innesco catodico GK.

Con il tiristore innescato, i collegamenti di base dei transistori pilota T2 e T3, tramite il punto A, vengono portati a massa.

I transistori finali rimangono così interdetti sino a che l'amplificatore viene di nuovo inserito. La valvola elettronica funziona con una corrente di circa 3 A e una tensione del punto centrale dello stadio finale di circa 9,5 V.

Dati tecnici

- Tensione di alimentazione: 30 V
- Corrente di esercizio per la massima potenza di uscita: 1 A
- Tensione di ingresso per una potenza di uscita di 15 W: 1 V
- Resistenza di ingresso: 1,2 kΩ
- Potenza di uscita con fattore di distorsione 0,2%: 15 W

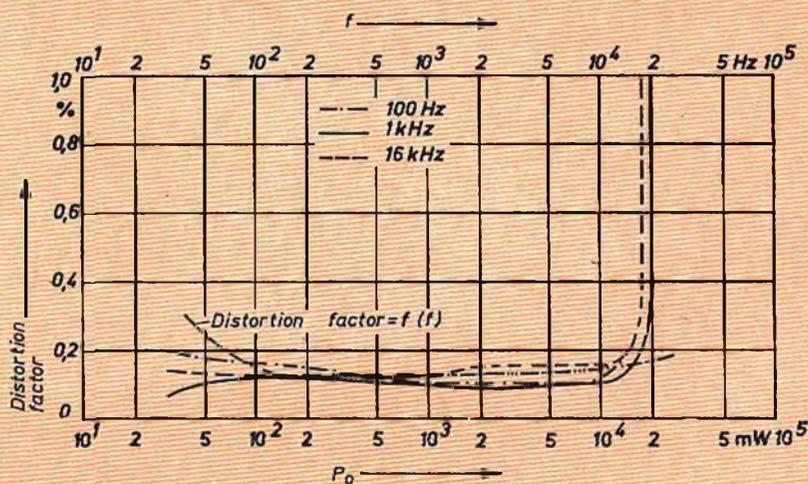


Fig. 6

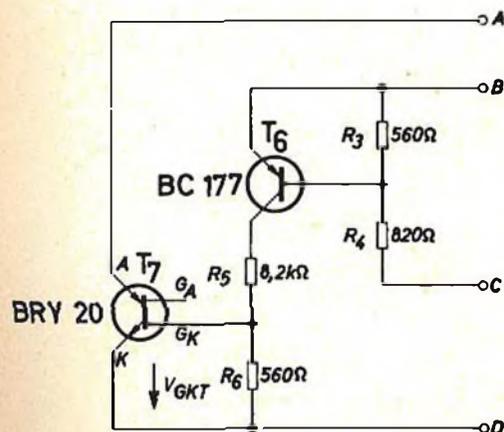
Potenza di uscita con fattore di distorsione 1%: 20 W

Resistenza di carico: 4 Ω

Campo di frequenza (3 dB): 16 Hz sino a 25 kHz

Rapporto segnale disturbo: > 80 dB
(Resistenza generatore 200 Ω - potenza uscita 50 mW)

Fig. 7



4

AMPLIFICATORE BF DA 20 W - 30 V

Nell'amplificatore di bassa frequenza illustrato in figura 8 è stato evitato l'impiego di stadi finali complementari.

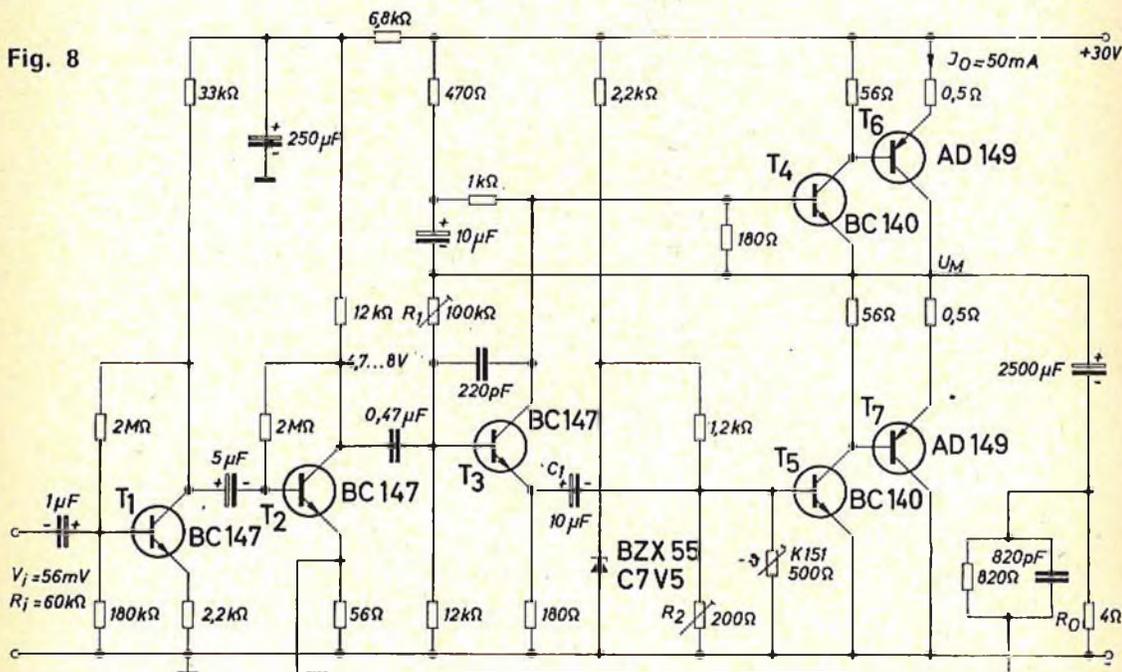
Nel pre-stadio e nello stadio pilota sono stati impiegati solo transistori al silicio NPN.

La necessaria inversione di fase avviene già nel pre-stadio tramite una resistenza di collettore e di emettitore. Con la resistenza R1 viene regolata la tensione dal punto centrale per lo stadio controfase finale. Con tale disposizione circuitale viene regolata la corrente di riposo dello stadio finale alle oscillazioni della tensione di alimentazione.

Per variazioni della tensione da 25 a 35 V sale la corrente di riposo solo di circa il 30%; la tensione del punto centrale U_M si sposta pure della stessa percentuale.

La corrente di riposo dello stadio finale è dipendente dalla grandezza della tensione base-emettitore del transistor T5, pertanto è stata prevista una stabilizzazione tramite un termistore e un diodo Zener.

Nella riproduzione di frequenza oltre i 10 kHz la potenza dissipata ai transistori finali aumenta, specialmente con sovramolulazione.



Il partitore di base del transistor T5 è stato realizzato a bassa resistenza, in modo che anche a sovraccarico la tensione di polarizzazione rimane costante; viene limitata con ciò anche la dissimmetria della corrente segnale sul condensatore di accoppiamento C1.

Inoltre il diodo Zener per il transistor T5 serve ad una attenuazione del rumore.

Il transistor T5 deve essere montato provvisto di dissipatore con una resistenza termica di almeno 45°C/W , il diodo Zener può venire montato sullo stesso dissipatore. I dissipatori per i transistori finali devono avere al minimo una resistenza termica di 4°C/W per ogni transistor.

Il fattore di distorsione sino al massimo carico rimane inferiore al 0,5%.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione: 30 V
Corrente di esercizio per la massima potenza di uscita: 1 A

Tensione di ingresso per la massima potenza di uscita: 56 mV

Resistenza di ingresso: 60 kΩ
Potenza di uscita (fattore di distorsione 1%): 20 W

Resistenza di carico: 4 Ω
Campo di frequenza (entro 1 dB): 20 Hz sino 20 kHz

Livello della Tensione di disturbo: 56 dB (Resistenza generatore 10 kΩ)
Potenza di uscita: 100 mW

(Da: Halbleiter Schaltbeispiele 1968 della Siemens Aktiengesellschaft).

trasmettitore



UK 305

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Questo trasmettitore è stato studiato per le persone che, in tutte le cose, *esigono qualcosa in più*. Esso infatti consente di trasmettere in modulazione di frequenza, ricevibile su qualsiasi ricevitore FM che copra la gamma degli $88 \div 108$ MHz. La frequenza di trasmissione è fissa sui 105 MHz circa e non disturba quindi i normali programmi che il vicino di casa sta ricevendo. Le altre caratteristiche principali sono: *distorsione trascurabile (degno quindi del titolo di HI-FI)*, campo di frequenza audio che va dai 30 Hz ai 10 kHz, ed una distanza di irradiazione che si aggira sui $25 \div 30$ m, senza l'ausilio di una antenna.

Con tutte queste qualità si potrebbe pensare ad un circuito notevolmente complicato. Invece no; esso è quanto di più *semplice si possa ottenere*. Per avere la conferma basta osservare il circuito, rappresentato in figura 1: in totale due transistor ed altri pochi componenti.

Il transistor TR₁ funziona da amplificatore di segnali audio; le varie polarizzazioni sono ottenute mediante il gruppo di resistenze composte da R₁ - R₂ - R₃ - R₄. Il trimmer T₁ consente invece di adattare e regolare l'ingresso di un pick-up o di un registratore. Esso cioè funziona da limitatore di tensione, evitando che sulla base del TR₁ sia presente una tensione eccessiva che metterebbe in saturazione lo stadio di B.F.

Il condensatore C₁ serve da accoppiamento per il segnale audio sulla base del transistor TR₁.

Il segnale amplificato viene poi accoppiato, tramite il condensatore C₂, alla base di TR₂. Questo ha funzioni di oscillatore e di amplificatore AF; sul collettore di TR₂

è collegato il circuito oscillante, costituito da C_4 - L_1 , in parallelo, mentre C_3 è un condensatore di chiusura circuitale fra base e collettore; C_5 serve a trasferire parte del segnale presente su L_1 all'emettitore di TR_2 . Il circuito oscillante può essere considerato dal tipo Hartley.

Le diverse polarizzazioni del transistor TR_2 sono ottenute tramite le resistenze R_5 - R_6 - R_8 .

L'alimentazione del trasmettitore è di 9 V.

Per prima cosa si montano gli ancoraggi per circuito stampato, poi le resistenze, alle quali saranno stati piegati i reofori a forma di U; si fissano poi i condensatori, accertandosi che gli elettrolitici C_1 e C_2 siano montati con le polarità esatte (ciò risulta chiaro dalla serigrafia della piastra a circuito stampato). Si passa quindi ai transistor, riconoscibili dalla figura 3, nella quale inoltre è illustrata la disposizione dei vari piedini relativi ad emettitore, base, collettore e schermo. Per ultima si fissa la bobina L_1 .

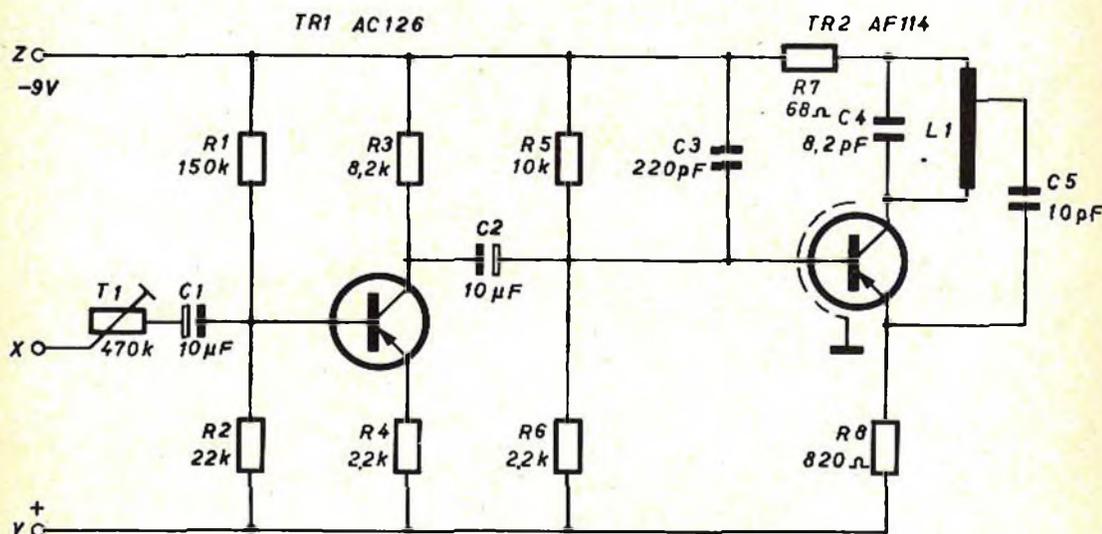


Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

Montaggio dei componenti

Il montaggio dei componenti è molto semplice, anche per chi si accinge, per la prima volta, a costruire un UK.

In figura 2 si può osservare la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato, mentre sulla parte non ramata della stessa sono serigrafate le sigle e gli ingombri dei componenti. Questo dovrebbe evitare ogni possibilità di errore. Unica precauzione: seguire attentamente l'ordine di montaggio dei componenti ed eseguire le saldature il meglio possibile.

Taratura

Più che di taratura dovremmo dire ritocco, in quanto, in un circuito così semplice solamente due componenti e cioè L_1 e T_1 , necessitano di tale operazione. Comunque si procede in questo modo. Si alimenta il circuito a 9 V e si controlla l'assorbimento totale di corrente. Inserendo un milliamperometro, od un tester, tra il negativo della sorgente a 9 V ed il punto Z del circuito si deve avere un'indicazione di circa 2,5 mA.

Si sintonizza il ricevitore FM su una frequenza intorno ai 105 MHz. Se occorre, ritoccare L1 spaziando od avvicinando le spire in modo da aumentare rispettivamente o diminuire la frequenza irradiata fino a portarsi in sintonia col ricevitore. Il punto esatto di sintonia viene indicato dal fatto che il fruscio sempre presente, scompare allorchè ci si avvicina alla frequenza irradiata.

L'operazione è molto semplice, si ricorda solamente che il ritocco di L1 va effettuato usando un cacciavite antinduttivo per evitare regolazioni errate.

Si inserisce poi tra i punti X e Y il segnale BF che si desidera irradiare. La sorgente può essere costituita da un registratore o dal pick-up di un giradischi. Per ottenere una riproduzione fedele, regolare T₁ in modo da adattare il segnale in ingresso ed eliminare così la distorsione.

È possibile che, una volta effettuati i collegamenti con la sorgente, si verifichi uno spostamento di frequenza. In questo caso ritoccare la sintonia del ricevitore e le spire di L1.

I dati costruttivi della bobina L1 sono riportati in figura 5.

Applicazioni

Questo circuito consente di trasmettere l'incisione di un disco da voi preferito attraverso un ricevitore radio posto in qualsiasi locale del vostro appartamento. Il tutto senza fili di collegamento e con una riproduzione perfetta. Questa assenza di distorsione consente la ricezione e la riproduzione anche attraverso un complesso HI-FI provvisto di sintonizzatore FM e dà all'ascoltatore, o meglio all'intenditore (qualifica che spetta a chi possiede un complesso HI-FI), l'impressione di ricevere un programma Tecnicamente Trasmeso. Inoltre questo circuito può essere applicato ad un registratore, ad un complesso per chitarra elettrica o ad un altro strumento musicale, ad una sorgente microfonica ecc. In definitiva voi potete avere a disposizione un intero programma radiofonico, per il piacere vostro e per quello dei vostri ospiti.

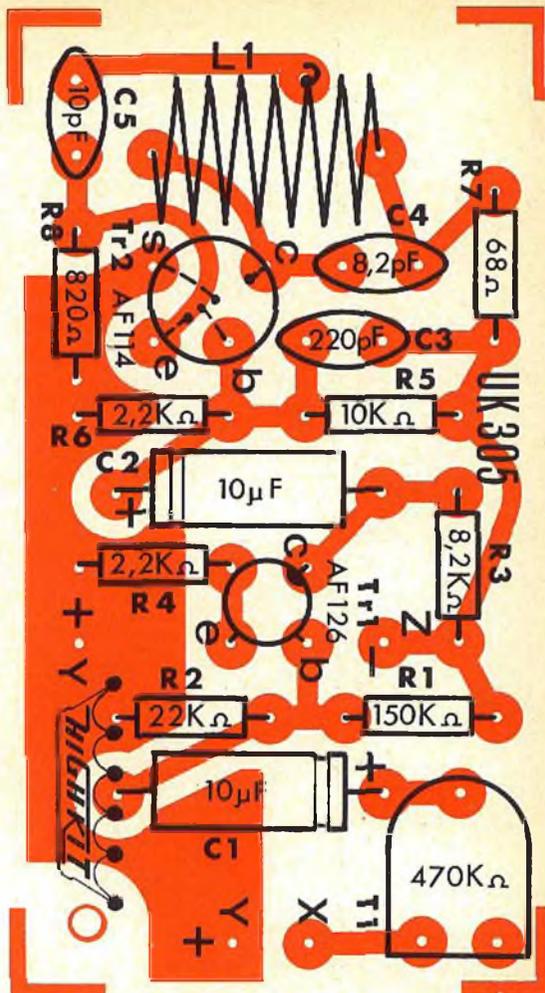


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

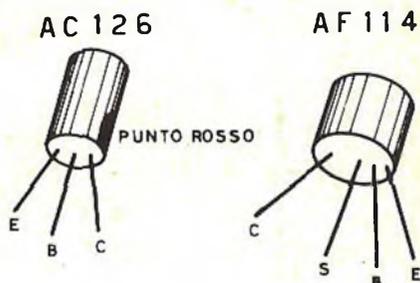


Fig. 3 - Come riconoscere i terminali dei due transistor impiegati.

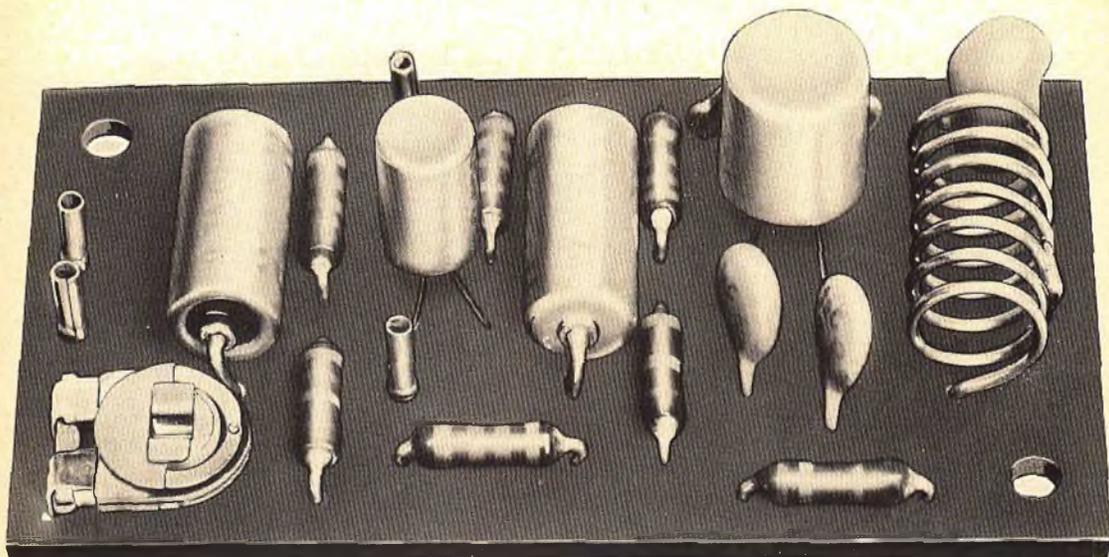


Fig. 4 - Vista del trasmettitore a montaggio ultimato.

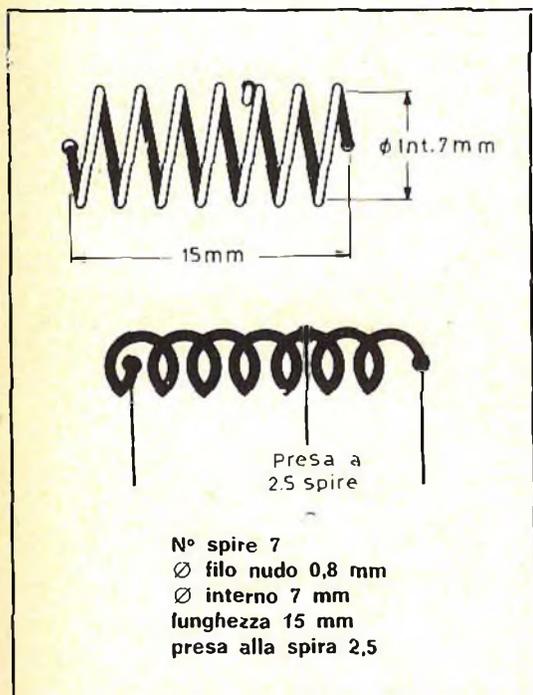


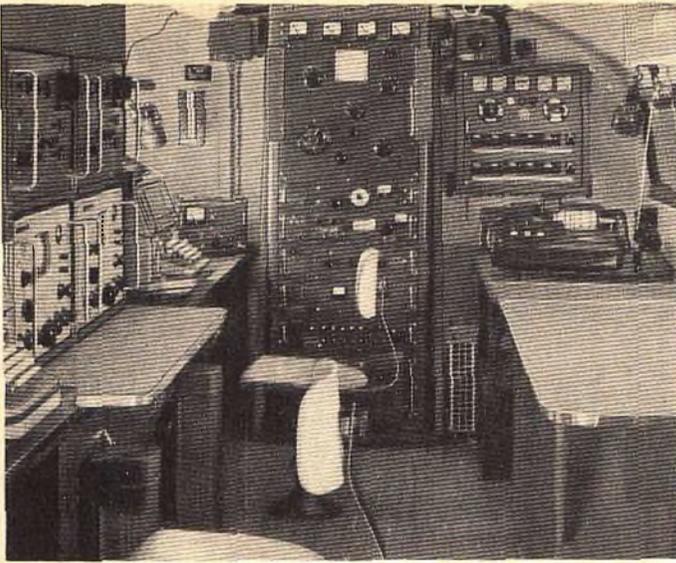
Fig. 5 - Dati costruttivi della bobina L1.

ELENCO DEI COMPONENTI

N°	DESCRIZIONE		
1	R2	resistenza	22 kΩ - 1/8 W
1	R1	resistenza	150 kΩ - 1/8 W
2	R4-6	resistenze	2,2 kΩ - 1/8 W
1	R3	resistenza	8,2 kΩ - 1/8 W
1	R5	resistenza	10 kΩ - 1/8 W
1	R8	resistenza	820 Ω - 1/8 W
1	R7	resistenza	68 Ω - 1/8 W
1	T1	trimmer	470 kΩ
2	C1-2	condensatori	10 μF
1	C3	condensatore	220 pF
1	C4	condensatore	8,2 pF
1	C5	condensatore	10 pF
1	TR1	transistor	
1	TR2	transistor	
1		bobina L/1	305
4		ancoraggio per C.S.	
1		circuito stampato	

kit completo UK 305 - SM/1305-00
 in confezione " Self-Service "

Prezzo di listino L. 2.350



RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

I FILTRI MECCANICI

Uno dei problemi che i costruttori di radiorecettori, di tipo professionale o semi professionale, si sforzano di risolvere nel miglior modo possibile, in considerazione delle gravi difficoltà che presenta, è quello relativo alla selettività.

Il continuo aumentare del numero di stazioni che occupano lo spettro di frequenze assegnato ai differenti servizi comporta infatti la costruzione di ricevitori che abbiano delle caratteristiche selettive molto elevate senza che ciò possa andare a detrimento delle altre funzioni che alla selettività sono strettamente legate quali la sensibilità e la fedeltà.

Ancor pochi anni or sono era possibile ottenere in un radiorecettore delle buone caratteristiche di selettività aumentando il numero degli stadi a frequenza intermedia, ma tale metodo se può essere sufficiente a soddisfare le esigenze nelle gamme destinate alla radiodiffusione, e non sempre, non rappre-

senta oggi giorno la soluzione ideale per quanto concerne i radiorecettori di carattere professionale.

La curva di selettività che si ottiene con il suddetto metodo risulta, come è visibile in figura 1, piuttosto ampia e di conseguenza termina con un contorno arrotondato mentre in effetti dovrebbe essere rappresentata da due linee alquanto diritte e ravvicinate fra di loro, il più possibile, con la parte superiore piuttosto appiattita.

Risultati nettamente migliori si sono ottenuti ricorrendo all'impiego dei filtri a cristallo, come quello che indichiamo in figura 2 relativo al ricevitore professionale della Collins-Radio 51J-1, i quali peraltro sono costosi.

Questi filtri, come è noto, si basano sul principio della piezoelettricità per cui alcuni corpi, fra i quali i cristalli di quarzo, se tagliati in modo opportuno, sono

soggetti a degli effetti di dilatazione e di restringimento qualora siano sottoposti all'azione di un campo elettrico. Siccome tale azione è reversibile i quarzi danno

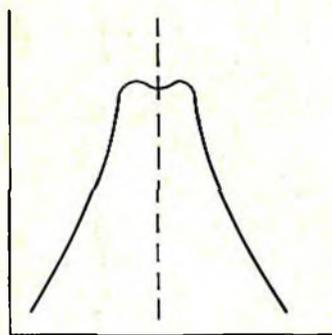


Fig. 1 - Curva di selettività di un radiorecettore.

Lo schema elettrico equivalente di un quarzo è riportata in figura 3. In essa « L » e « C » dipendono rispettivamente dalla massa e dalla elasticità del cristallo e la resistenza « R » dalla viscosità del materiale, che nella maggioranza dei casi può essere considerata trascurabile. La capacità « C₀ » si riferisce alla capacità esistente fra le facce opposte della placca di quarzo alle quali viene applicata la tensione.

Il problema ha trovato senz'altro una soluzione più adatta mediante l'impiego dei filtri meccanici i quali sono ormai generalmente adottati nei ricevitori di classe superiore ma il cui uso va estendendosi gradualmente anche a quelli aventi caratteristiche semi-professionali.

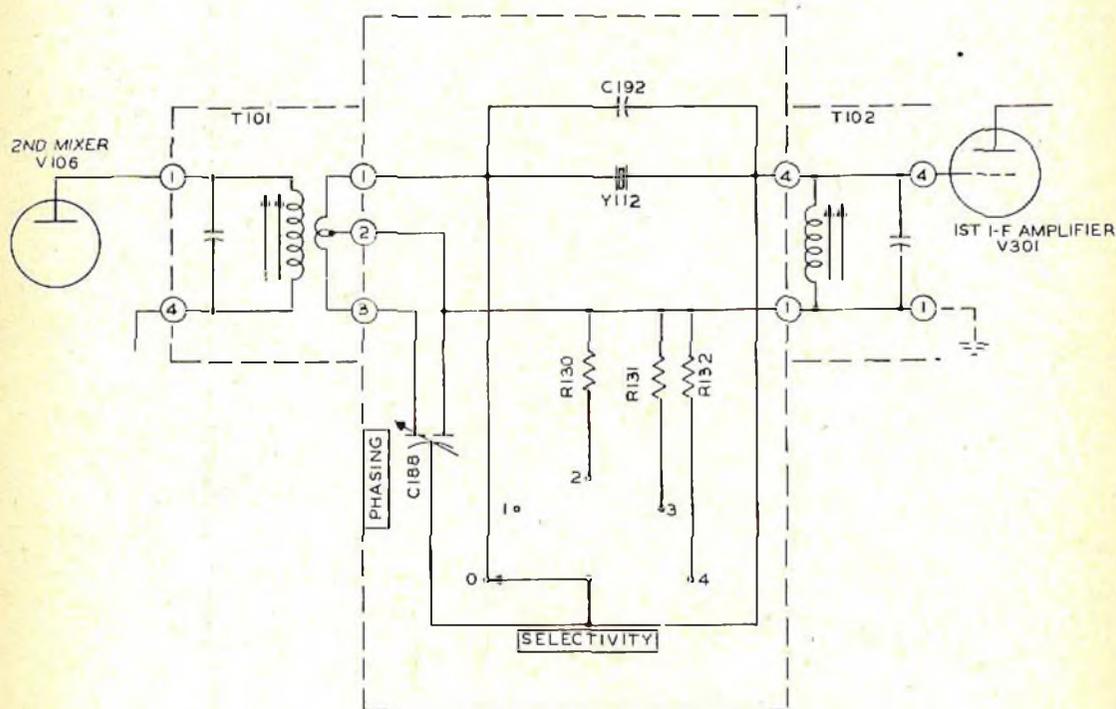


Fig. 2 - Filtro a cristallo del ricevitore Collins 51 J-4.

luogo ad una tensione nel caso vengano sollecitati meccanicamente, assoggettandoli cioè ad una compressione o ad uno stiramento, in tali condizioni, agendo in modo opportuno, una placca di quarzo può essere portata a risuonare ad una data frequenza desiderata.

Facciamo notare che con il termine **FILTRO MECCANICO** vogliamo individuare un tipo di filtro che impiega dei risuonatori meccanici e che non deve essere confuso con altri filtri del genere nei quali si fa uso di sistemi elettromeccanici quali, ad esempio i filtri a diapson e

quelli a bottiglia elettronica, per i quali indicheremo in calce la relativa bibliografia.

Il filtro meccanico consente di ottenere una curva di selettività molto simile

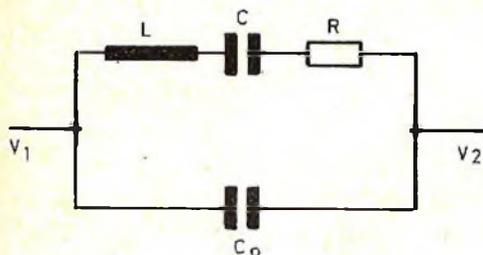


Fig. 3 - Schema elettrico equivalente di un quarzo.

a quella ideale, alla quale facevamo cenno più sopra, pur presentando altresì un elevato grado di stabilità nei confronti delle variazioni di temperatura e di umidità ambientale.

Con il presente articolo ci proponiamo lo scopo di spiegare brevemente il funzionamento dei filtri meccanici, che non sempre è ben conosciuto pur non presentando particolari complicazioni. Naturalmente ci limiteremo ad una esposizione di principio mentre per un maggiore approfondimento dell'argomento demandiamo i nostri lettori alle note bibliografiche ed in particolar modo all'opera del Susini.

In figura 4 è rappresentato un circuito convenzionale di uno stadio a media frequenza il cui trasformatore da un lato fa capo alla placca di un tubo elettronico e dall'altro alla griglia controllo di un altro tubo.

I due circuiti sintonizzati risultano così accoppiati fra di loro tramite la mutua conduttanza, il cui valore viene a determinare la larghezza di banda del trasformatore in questione. La curva di selettività di questo circuito è indicata in figura 1.

Allo scopo di ottenere un miglioramento delle caratteristiche di selettività si dovrebbe inserire un altro circuito, come è indicato in figura 5 la qualcosa consentirebbe di ottenere una curva simile a

quella di figura 6 al quale naturalmente potrebbero essere fatti seguire altri stadi simili. Questo metodo se consente di ottenere, entro certi limiti, un aumento della selettività, oltre a presentare un

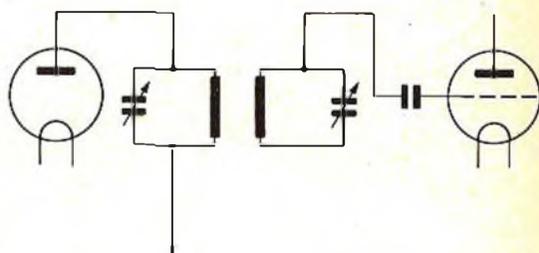


Fig. 4 - Stadio di media frequenza.

aumento delle difficoltà nella messa a punto dei vari stadi è causa di notevole perdita di sensibilità del ricevitore.

La figura 7 indica invece un circuito simile a quello di figura 5 nel quale il circuito elettrico è stato sostituito da un risonatore meccanico.

Come vedremo questo circuito pur essendo esattamente equivalente al circuito di figura 5 consente di ottenere, oltre ad una maggiore selettività, delle perdite notevolmente inferiori.

I filtri meccanici si basano sul fenomeno della magnetostrizione e per questo motivo i segnali ad alta frequenza per essere filtrati da questo dispositivo

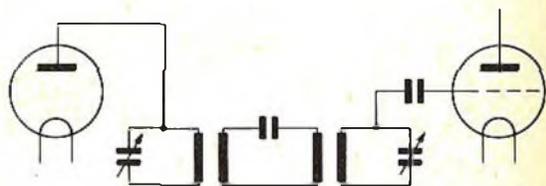


Fig. 5 - Stadio di media frequenza modificato.

devono essere convertiti in vibrazioni meccaniche.

E' noto che alcuni materiali qualora siano sottoposti da un campo magnetico si espandono o si contraggono: una astic-

ciuola di nichel, ad esempio, qualora sia magnetizzata si accorcia. Se essa verrà sottoposta ad un campo magnetico alternato subirà invece alternativamente degli allungamenti e degli accorciamenti. Dette variazioni di lunghezza saranno tanto più elevate se la frequenza alternata

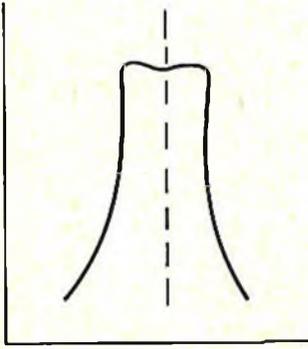


Fig. 6 - Curva di selettività dello stadio MF di figura 5.

delle variazioni del campo magnetico coinciderà con la frequenza di risonanza dell'asticciuola di nickel.

Ciò che abbiamo detto sopra dimostra come in queste condizioni si sia ottenuta la trasformazione di energia elettrica in energia meccanica. Anche in questo caso, come per la piezoelettricità, è valido il principio della reversibilità per cui se all'asticciuola di nichel vengono fatte subire alternativamente delle contrazioni e delle espansioni, dopo che è stata immersa in un campo magnetico, essa darà luogo ad una certa tensione in una bobina che sia avvolta attorno ad essa.

Se si tengono ben presenti questi due effetti è facile comprendere come per la azione magnetostrittiva all'ingresso della bobina del filtro l'energia elettrica sia convertita in energia meccanica, mentre all'uscita si manifesta il fenomeno inverso in quanto l'energia meccanica è ritrasformata in energia elettrica.

I circuiti di un filtro meccanico possono essere disposti in serie fra di loro senza che si manifestino sensibili perdite di energia come invece si riscontrano nel caso del circuito illustrato in figura 5 accoppiando cioè fra di loro più circuiti di tipo convenzionale.

Ad esempio in figura 8 è indicato il disegno di un filtro meccanico costituito da otto circuiti due dei quali sono elettrici e sei meccanici. Con tale circuito è possibile ottenere una curva di selettività avente la parte superiore piatta e due fianchi laterali perfettamente per-

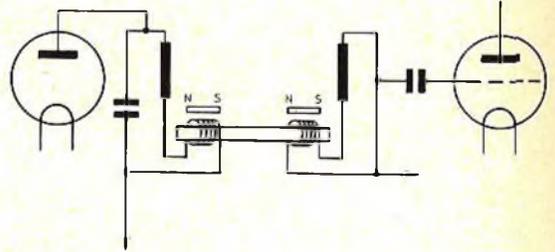


Fig. 7 - Circuito con filtro meccanico simile al circuito di figura 4.

pendicolari come è richiesto e come è mostrato in figura 9.

La larghezza di banda di un filtro meccanico è determinata dalla sezione dell'incollatura di accoppiamento dei risuonatori meccanici.

Un collo piccolo corrisponde ad un debole accoppiamento e dà luogo naturalmente ad una banda molto stretta mentre, per contro, un collo largo determina una larghezza di banda maggiore.

Il responso piatto nella parte superiore della curva di selettività si raggiunge agendo in modo che i risuonatori delle estremità abbiano la metà energia rispetto a quella dei risuonatori interni.

La frequenza di risonanza di una asticciuola magnetostrittiva è determinata dalla sua lunghezza. Detta relazione è data dalla formula:

$$L = \frac{V_s}{2f}$$

dove « L » corrisponde alla lunghezza dell'asticciuola, « V_s » alla velocità del suono, « f » alla frequenza.

La velocità del suono naturalmente dipende strettamente dai materiali impie-

gati nella costruzione del filtro. Nel nichel essa è di 4.875 metri al secondo.

Ciascun risonatore di un filtro meccanico deve avere una lunghezza calcolata in modo da consentirgli di risonare alla frequenza di centro del filtro passa banda.

dove per area del collo è intesa la sezione del collo stesso.

Riassumendo quanto abbiamo esposto, si può affermare che i filtri meccanici del tipo a magnetostrizione sono essenzialmente composti da tre elementi:

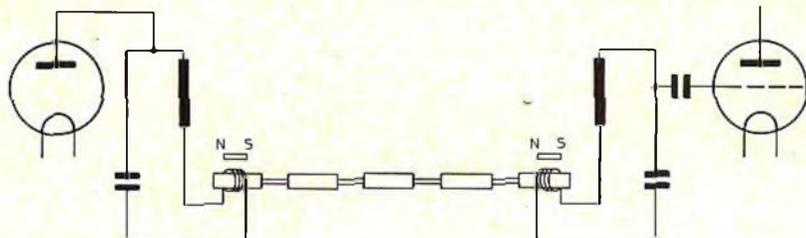


Fig. 8 - Stadio di MF con filtro ad 8 circuiti.

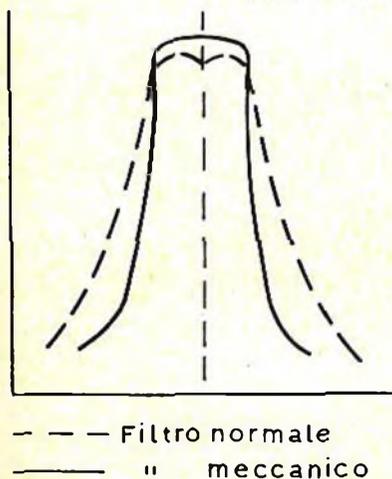


Fig. 9 - Curve di selettività del circuito di figura 8.

I filtri meccanici possono assumere forme diverse e quindi oltre a quelli ad asticciola si possono avere i filtri a dischi, a sfere ecc. Ognuno di questo tipo presenta delle caratteristiche proprie che differiscono le une dalle altre di modo che la forma del risonatore dovrà essere scelta in funzione delle esigenze che si richiedono al filtro in funzione della frequenza e della larghezza di banda.

La larghezza di banda di un filtro ad asta dipende dalla seguente relazione:

$$\frac{\text{larghezza di banda}}{\text{frequenza al centro}} = \frac{\text{area del collo}}{\text{area del risonatore}}$$

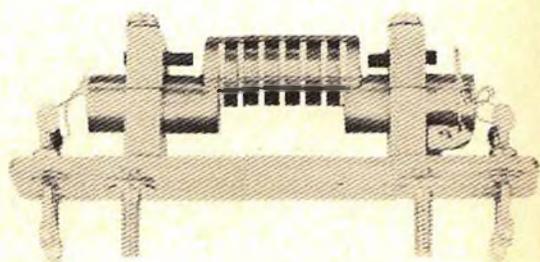


Fig. 10 - Filtro meccanico usato nei ricevitori Collins serie 51 J-1.

- un eccitatore avente lo scopo di convertire le oscillazioni elettriche in oscillazioni meccaniche e viceversa;
- in asticciole, o dischi o sfere di metallo, aventi le funzioni di elementi risonatori alla frequenza desiderata;
- sbarre di accoppiamento.

L'eccitatore a magnetostrizione si basa sul principio per cui certi materiali in presenza di un campo magnetico si allungano o si accorciano e viceversa. Se un segnale elettrico è inviato ad una bobina avente un nucleo costituito da materiale magnetostrittivo si ottengono delle oscillazioni meccaniche che sono amplificate dai risonatori (a disco, o sfera o di altro tipo), e che vengono successivamente riconvertite in oscillazioni elettriche.

Con i filtri meccanici si riescono ad ottenere delle bande centrali comprese fra le frequenze di 100 Hz fino a 600 kHz con Q dell'ordine di 2000.

Da notare che i filtri meccanici possono essere montati tanto nei circuiti convenzionali a tubi elettronici quanto in quelli che impiegano transistor.

che sono sprovvisti di filtro meccanico, la Collins ha realizzato un « kit » relativo al filtro in questione che può essere agevolmente installato in essi. Lo schema di questo convertitore è riportato in figura 12.

La figura 13 mette in evidenza il comportamento di un ricevitore delle suddet-

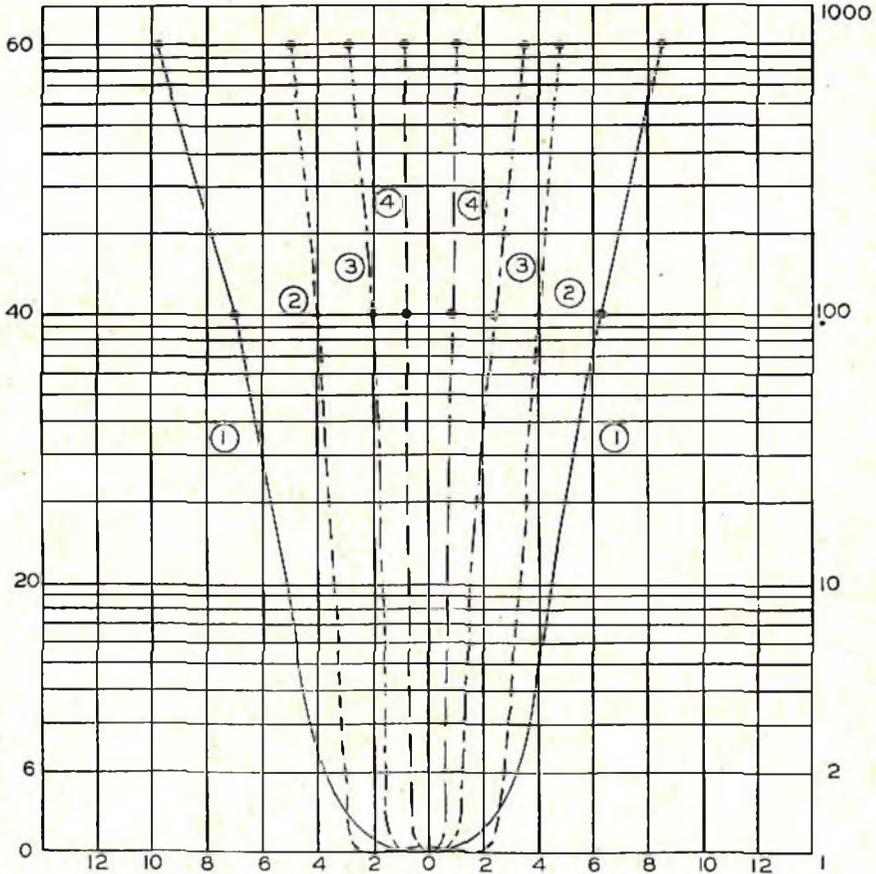


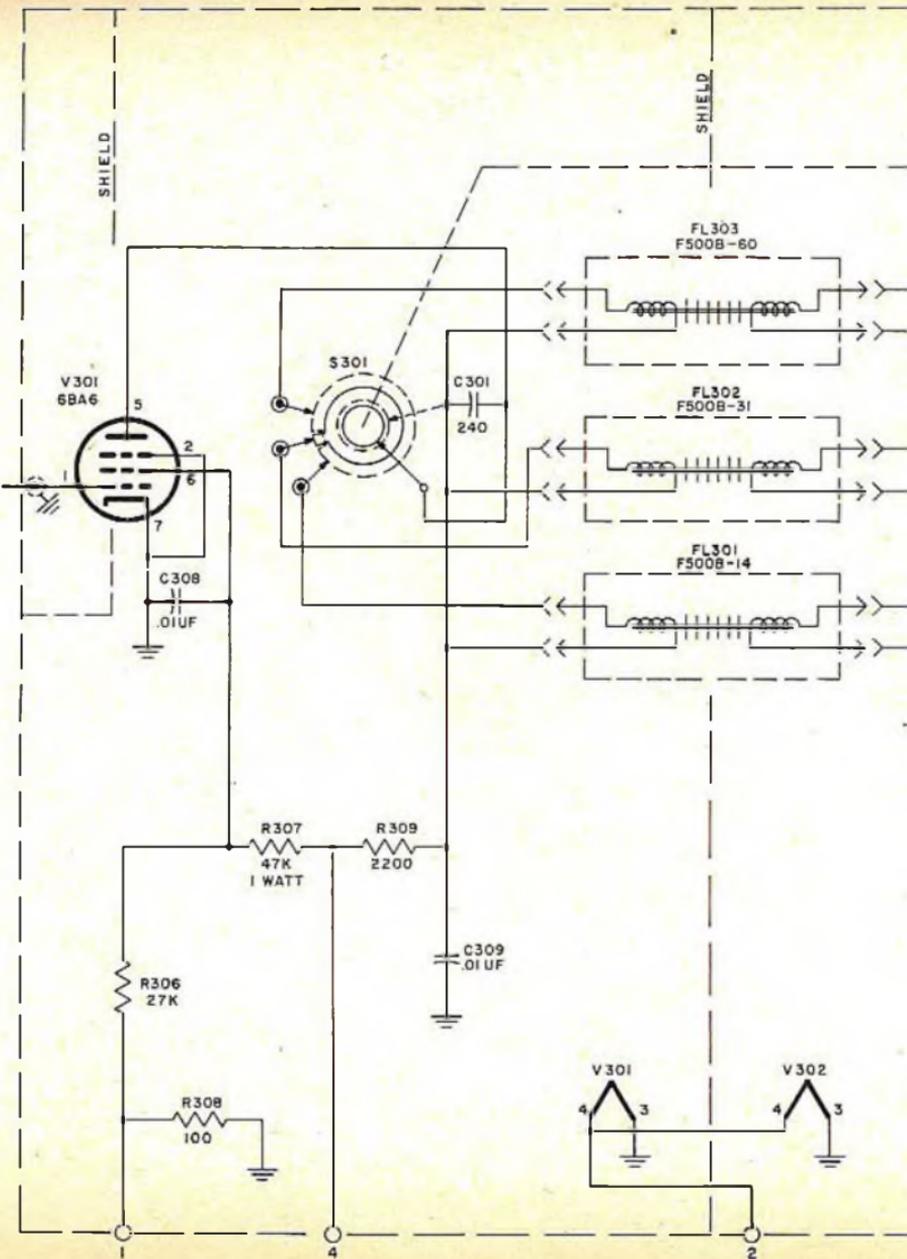
Fig. 11 - Curve di selettività del ricevitore 51 J-4. Curva 1 = filtro a cristallo escluso - Curva 2 = filtro a 6 kHz - Curva 4 = filtro a 1 kHz - Curva 3 = filtro a 3 kHz.

In figura 10 è mostrato un tipo di filtro usato comunemente nei ricevitori professionali della Collins mentre la figura 11 si riferisce ad una famiglia di curve di selettività, relative al ricevitore Collins 51J-4, nella quale sono messe in evidenza le caratteristiche del filtro meccanico.

Per i ricevitori della serie 51J-2 e 51J-3,

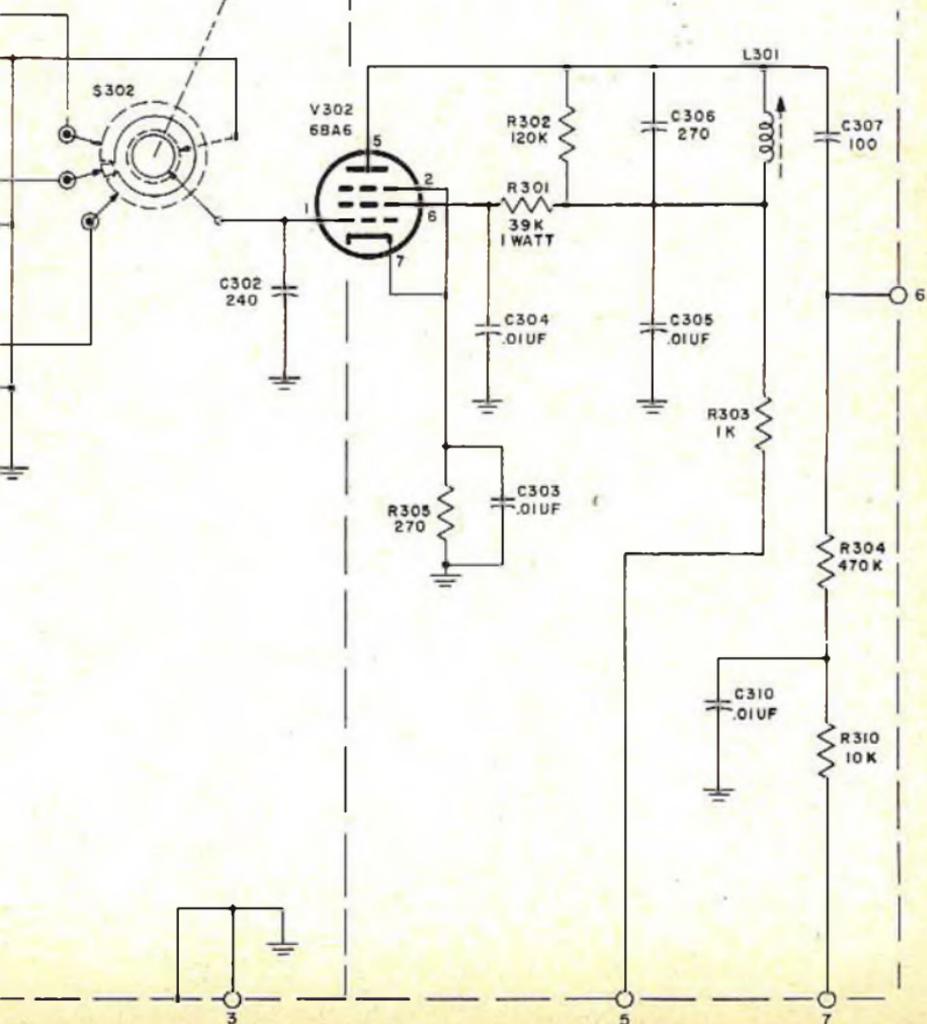
te serie. La curva tratteggiata si riferisce al ricevitore usato con i filtri in dotazione, la curva piena invece mette in evidenza le caratteristiche di selettività acquisite dagli stessi ricevitori qualora sia stato inserito in essi il convertitore « kit ».

La curva A si riferisce al ricevitore usato per la ricezione delle stazioni del broadcasting. La curva B analizza il ricevitore



SHIELD

Fig. 12 - Kit per filtro meccanico Collins.



con filtro a cristallo, in posizione 1, paragonata alla curva che si ottiene impiegando il filtro meccanico, la curva C è riferita invece al filtro a cristallo in posizione di « sharpened », sempre comparata al filtro meccanico.

Bibliografia: coloro che desiderano approfondire le loro cognizioni sui filtri, consigliamo l'opera del Susini: Vademecum del tecnico elettronico - filtri elettrici e meccanici, nella quale è riportata anche una ricca bibliografia.

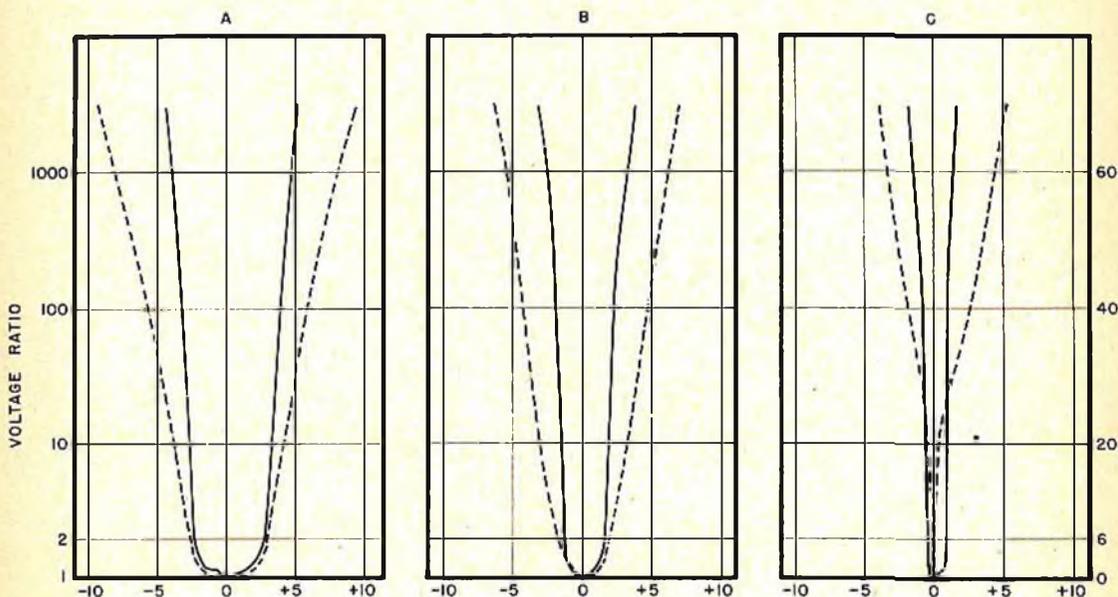


Fig. 13 - Confronto fra la curva di selettività di un ricevitore senza filtro meccanico con altro provvisto di tale filtro (linea piena).

Ammesso che sia vero — come sostengono gli esperti — che il genere umano avrà sempre più a che fare con i dentisti, poiché la diffusione crescente della carie sembra legata all'evoluzione della specie, che non ha più bisogno di denti grandi e robusti come un tempo, ci si può consolare con la constatazione che i moderni progressi tecnici mettono a disposizione degli specialisti e dei pazienti apparecchiature sempre più perfezionate (trapano indolore ad esempio), che rendono le sedute meno penose e le cure più rapide.

È ora la volta di una nuova lampada appositamente studiata per le operazioni chirurgiche dentali. Fondamentalmente si tratta di una combinazione di una lampada ad alogeno 12 V - 50 W, di un riflettore a luce fredda e di una finestra per la rifrazione; il tutto proietta un raggio luminoso ben definito alto 10 cm e largo 20, su una distanza di un metro circa.

Al centro del raggio l'intensità di illuminazione raggiunge circa 12.000 lux, ma il paziente non soffrirà alcun abbagliamento, e ciò per il taglio netto alla sommità del raggio. La temperatura di colore è adatta alla ripresa televisiva delle operazioni odontoiatriche, elemento di notevole importanza per quanto riguarda la preparazione degli studenti. La lampada ad alogeno ha una durata di 1.000 ore.



TABELLA DI INTERCAMBIABILITA' FIVRE

NUOVI TIPI						VECCHI TIPI		
Sigla	Sostituibile con FIVRE	Varianti	Sigla	Sostituibile con FIVRE	Varianti	Sigla	Sostituibile con FIVRE	Varianti
	11TC1		23SP4	23DHP4	5	17HP4	17HP4B	
	11TC3		23ADP4	23DHP4	1-5	17HP4A	17HP4B	
			23ARP4	23AXP4	1-5	17HP4C	17HP4B	8
	12BM1		23ARP4	23DFP4S	1-5-6	17KP4	17HP4B	
	12BM3		23AYP4	23DHP4	5	17KP4A	17HP4B	
			23BCP4	23DFP4S	5-6	17LP4A	17LP4	
A41-10W	16BM1		23BCP4	23AXP4	5	17QP4	17QP4A	
RT41H4	16BK1		23BEP4	23DHP4	5	17RP4	17HP4B	
RT41H3	16BK2		23BP4/03	23DHP4		17RP4C	17HP4B	
	16BM3		23BSP4	23DHP4	5	17UP4	17QP4A	
	16NC1		23BY3	23AXP4		17VP4	17LP4	
			23BY3	23DFP4S	6	17VP4B	17LP4	
A44-12W	17BM1		23BY3CB	23BM2		17YP4	17QP4A	
A44-13W	17BM1		23BY3CS	23BS1		17BRP4	17CVP4	1-3
RT44B4	17BM1		23CFP4	23AXP4	1	17CAP4	17CVP4	1
			23CFP4	23DFP4S	1-6	17CKP4	17CVP4	1
19AFP4	19BAP4	1	23CMP4	23AXP4	5	17CTP4	17CVP4	1
19AMP4	19BAP4		23CMP4	23DFP4S	5-6	17DBP4	17HP4B	2
19BCP4	19BAP4		23CLP4	23DHP4	7	AW43-20	17HP4B	2
19BSP4	19BEP4	1	23DFP4	23AXP4		AW43-88	17CVP4	
19BSP4	19CTP4S	1-6	23DFP4	23DFP4S	6	AW43-89	17DKP4	2
19BY3	19BEP4		23DFP4S	23AXP4	4			
19BY3	19CTP4S	6	23DGP4	23DHP4		21AUP4	21AUP4A	
19BY3CS	19BS1		23DJP4	23DHP4	7	21AUP4B	21AUP4A	
19CWP4	19BAP4	9	23EJP4	23AXP4		21AVP4	21AUP4A	
19CTP4S	19BEP4	4	23EJP4	23DFP4S	6	21AVP4A	21AUP4A	
19DJP4	19BEP4		A59-11W	23BS1		21AVP4B	21AUP4A	
19DJP4	19CTP4S	6	A59-12W	23BS1		21CZP4	21DEP4	3
A47-11W	19BS1		A59-12W/S	23BM2		21DAP4	21DEP4	
A47-17W	19BS1		A59-13W	23DHP4		21DEP4A	21DEP4	
A47-26W	19BM1		A59-15W	23DFP4S		21DHP4	21DEP4	2
AW47-91	19BEP4		A59-16W	23DHP4		21DKP4	21DEP4	2
AW47-91	19CTP4S	6	A59-22W	23BM2		21DKP4A	21DEP4	2
A47-17W/S	19BM1		A59-23W	23BM2		21DMP4	21DEP4	8
RT47B4	19BM1		AW59-90	23AXP4	5	AW53-80	21ALP4	2
RT47H4	19BS1		AW59-90	23DFP4S	5-6	AW53-88	21DEP4	2
RT47H6	19BS1		AW59-91	23AXP4		AW53-89	21CEP4	2
			AW59-91	23DFP4S	6			
	20BM1		RT59B4	23BM2				
	20BM2		RT59H4	23BS1				
A51-10W	20BM5							
			25MP4	25BP1				
	22BM1		25BY3CS	25BP1				
			A65-11W	25BP1				
23BP4	23DHP4	1	RT65H4	25BP1				
23CP4	23DHP4	1-5		25NC1				

VARIANTI

- 1 - Nel caso di sostituzione su apparecchi con filamenti accesi! In serie mettere una resistenza di 20 ± 22 ohms, 3 watt, in parallelo al filamento del cinescopio.
- 2 - Il cinescopio FIVRE ha accensione 6,3 V - 600 mA, pertanto la sostituibilità è possibile solo nel caso di apparecchi con accensione dei filamenti in parallelo.
- 3 - Non usare la trappola ionica.

- 4 - Bulbo di vetro chiaro (trasparenza $\approx 75\%$).
- 5 - Lunghezza max del collo 115 mm, anziché 130 mm.
- 6 - Bulbo di vetro scuro (trasparenza $\approx 50\%$).
- 7 - Pannello senza trattamento antiriflessi.
- 8 - Usare la trappola ionica.
- 9 - Il cinescopio FIVRE è a 114° .

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



STATISTICHE DEMOGRAFICHE

Ve la sentireste di fare una scommessa? Al principio del secolo scorso, ai tempi di Napoleone per intenderci, pochi anni prima che nascessero Mazzini, Garibaldi e Giuseppe Verdi, la popolazione dell'Italia era ben quattro volte e mezza più grande di quella degli Stati Uniti. Noi eravamo solo 18 milioni, tra l'altro, ma loro erano soltanto 4 milioni!

E che dire dell'Argentina? nel 1800 aveva un solo milione di abitanti. I più prolifici sono sempre stati i cinesi, che ai primi dell'Ottocento erano in 260 milioni. Oggi raggiungono i 700 milioni. Già allora battevano l'India, con 120 milioni di indiani, ora 471. Qui, se non cerchiamo villeggiatura in qualche altro pianeta, pian piano diventiamo come le mosche sul miele.

CHI T'HA DATO LA PATENTE?

Mettiamoci una mano sulla coscienza: se non abbiamo mai pronunciato quella invettiva in forma d'interrogazione, l'abbiamo almeno pensata, e abbastanza sovente. Gli psicologi parlano di ritorno degli istinti primordiali: quando la vita sul pianeta era costituita da soli esseri unicellulari, qualche miliardo di anni fa calcolando a spanne, ogni cellula era nemica di tutte le altre. Il muto linguaggio del rapporto primitivo era ridotto, fra due cellule che si incontravano, ad esprimere un solo concetto: — o io divorò te, o tu divorò me. —

Questo istinto si è trasmesso attraverso le miriadi di miliardi di vite per cui riaffiora in noi, uomini di questo avanzatissimo secolo, quando ci troviamo in particolari circostanze.

D'altra parte, un automezzo con l'uomo al volante non costituisce forse una « cellula » della circolazione? Non è quindi ipotesi azzardata l'ammettere il ritorno di un senso più che ancestrale, in cui convergono la conservazione e la lotta quali funzioni di un progresso potenziale e sempre in evoluzione.

Fortunatamente, nessun automobilista scende per « mangiare » l'altro, quando un sorpasso lo fa fremere di sdegno.

In un certo senso tuttavia, l'imprudente lede l'altrui diritto più sacro, ed anche il proprio, cioè il diritto alla vita. Così si spiega la ribellione che divampa, non soltanto se ci imbattiamo in uno scavezzacollo, ma anche in un guidatore troppo prudente. Basti pensare ai cori dei clacson quando qualcuno è lento a ripartire. Esercitiamo una vera e propria violenza, dei cui rimedi avremo occasione di scrivere prossimamente.

DA 198° A 650°

Il principio dei termistori è stato applicato ai diamanti artificiali, ottenendo un sensibilissimo termometro i cui limiti si estendono da centonovantotto °C sotto zero a seicentocinquanta sopra. È la prima volta nella storia della tecnica che il diamante non viene usato per la sua durezza, ma per le altre proprietà. La misurazione della temperatura si effettua rilevando istantaneamente la conduttività elettrica del diamante nel quale sono inseriti due fili collegati ad un quadrante.

Lo strumento è minuscolo, essendo racchiuso in una goccia di vetro, e presenta un'eccezionale resistenza alla corrosione.

MALATTIE SPAZIALI

In un film di fantascienza, proiettato qualche anno fa, si vedeva l'umanità sul punto di soccombere sotto l'invasione di esseri extraterrestri, quando sopravveniva un salvataggio insperato: gli invasori, senza causa apparente, morivano all'improvviso.

La spiegazione era questa: arrivando da mondi la cui struttura era totalmente diversa da quella del nostro, quegli esseri non erano indenni dagli assalti dei microbi che pullulano da noi. Perciò bastava un volgarissimo raffreddore per fargli tirare le cuoia.

Dalla fantascienza alla realtà, si balza sulla posizione opposta.

Gli uomini sono tutti veicoli di virus, e finché esiste un equilibrio, l'individuo è sano. Ma i voli spaziali verso mete lontane potrebbero rompere tale equilibrio, per molte e imprevedute cause. Quindi l'uomo, portando con sé i virus che di solito convivono pacificamente con lui mentre ha i piedi sulla terra, potrebbe improvvisamente trovarsi esposto alle infezioni.

Fra le cause di rottura dell'equilibrio, che gli scienziati prendono in esame, vi sono i cambiamenti nell'alimentazione e nel metabolismo ormonale, le emozioni e la distruzione dell'attività di un siero per effetto del calore o di altri agenti.

Collateralmente a questi studi, vengono effettuate prove di laboratorio su composti che dovrebbero annullare l'infettività dei virus senza interferire con i sistemi per il sostentamento delle funzioni vitali esistenti a bordo dei veicoli spaziali abitabili.

IMMUNE - INDENNE

A proposito di malattie, si suol dire, di chi non si ammala, che è immune da quella tale forma morbosa. Invece si dovrebbe dire indenne. Infatti, posto che munus in latino vuol dire danaro, per gli antichi romani era immunis il cittadino dispensato dal pagare le tasse per avere reso segnalati servizi alla Patria. Evviva gli antichi romani. Invece indenne deriva da damnum, che vuol dire danno. Perciò è indenne chi, da una determinata prova, esce senza danno. Indenne è dunque l'aggettivo che si addice a chi, colpito da microbi o da virus, resta sano. I vaccinati non sono immuni, filologicamente parlando, se pagano le tasse, ma sono indenni.

Zio Ruben

EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di corrispondenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di tubi professionali.

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
PL17	PL5557	PM04	EF93;6BA6
PL21	PL2D21;PL5727	PM05	EF96;6AM6
PL36	25E5	PM07	EF91;6AM6
*PL57	PL5559		M8083
PL81	21A6	PP6BS	EL3N
PL82	16A5	PTW2255	55852
PL83	15A6	PV30S	CY2
PL84	15CW5		
PL136	35FV5	PV4200	1561
PL323	PL3C23	PY80	19X3
PL345	3C45	PY81	17Z3
PL435	4C35A;6268	PY82	19Y3
PL435A	4C35A;6268	PY88	30AE3
PL500	27GB5	PY500	42EC4
PL505	40KG6	QA2400	M8161
PL508	17KW6	QA2401	M8080
PL522	5C22;6279	QA2402	M8082
PL802	16LD6	QA2403	M8083
PL1267	PL1267/Z300T	QB2/250	813
PL5632	PL5632/C3J	QB3/200	4-65A
PL5684	PL5684/C3JA	QB3/300	6155
PL5727	M8204	QB3/300GA	4-125A
PL6011	PL5684/C3JA	QB3.5/750	6156
		QB3.5/750GA	4-250A
		QB4/1100	7527

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
QB4/1100GA QB5/1750	4-400A 6079	QS75-20 QS92-10 QS95-10 QS150-40	75B1 7475 95A1 150C3;OD3
QBL3.5/2000 QBL4/800 QBL5/3500 QBL5/4000	8177 4X500A 6076 7704	QS1200 QS1207 QS1208 QS1209 QS1210	150B2;6354;M8163 OA2;OA2WA;M8223 OB2;OB2WA;M8224 85A2 OA2WA;M8223
QBW5/3500 QC05/35 QE03/10 QE04/10 QE05/40	6075 8042 5763;M8096 M8157 6146	QS1211 QS1212 QS1213 QS1215	OB2WA;M8224 M8098 M8142 90C1
QE05/40F QE05/40H QE05/40K QE06/50 QE08/200	6883 6159 8032 807 7378	QS2404 QS2406	M8079 M8162;6201 E81CC;12AT7WA
QE08/200H QEL1/150 QEL1/150H QEL2/200 QEL2/275	7836 4X150A 4X150D 7580 4CX250B	QV03-12 QV04-7	QE03/10;5763 QE04/10
QEL2/275H QQC03/14 QQC04/15 QQE02/5 QQE03/12	4CX250F 7983 5895 6939 6360	QV05-10 QV05-25 QV06-20 QV06-20B QV06-20C	2E26 QE06/50;807 QE05/40;6146 QE05/40F;6883 QE05/40H;6159
QQE03/20 QQE04/5 QQE04/20 QQE06/40 QQV02-6	6252 7377 832A 5894 6939	QV08-100 QV08-100B QV1-150A QV1-150D QV2-250C	QE08/200 YL1290 QEL1/150 QEL1/150H;4X150D QEL2/275;4CX250B
QQV03-10 QQV03-20A QQV04-15 QQV04-16	6360 6252 832A 7377	QY2-100 QY3-65 QY3-125 QY3-125B QY3-1000A	QB2/250;813 QB3/200;4-65A QB3/300;6155 QB3/300GA;4-125A QBL3.5/2000;8177
QQV07-40 QQV5-P10 QQZ03-10 QQZ03-20 QQZ04-15	829B 3E29 QQC03/14;7983 YL1020;8118 QQC04/15;5895	QY4-250 QY4-250B QY4-400 QY4-400B QY4-500A	QB3.5/750;6156 QB3.5/750GA;4-250A QB4/1100;7527 QB4/1100GA;4-400A QBL4/800;4X500A
		QY5-500 QY5-800	QB5/1750;6079 QB5/2000;8179

TRA

PRESTEL

PER MIGLIORARE LA RICEZIONE TV



**AMPLIFICATORE
AUTOALIMENTATO**

**DI FACILE
APPLICAZIONE
SUL
TELEVISORE
STESSO**

**AMPLIFICA
5 VOLTE
IL SEGNALE TV**

REALIZZATO IN UN UNICO CONTENITORE IN TRE MODELLI

MODELLO	ENTRATA	USCITA		VHF I	FM II	VHF III	UHF IV	UHF V
TRA	75 Ω 300 Ω	75 Ω 300 Ω		NA/0780-00	NA/0790-00	NA/0800-00	NA/0810-00	NA/0811-00
TRA-DM	75 Ω	300 Ω	Demiscelato	NA/0812-00		NA/0813-00	NA/0814-00	NA/0815-00
TRA-75/P	75 Ω	75 Ω	Passante	NA/0816-00		NA/0817-00	NA/0818-00	NA/0819-00

PRESTEL

s.r.l.

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

RICERCA PERSONE VIA RADIO

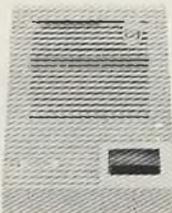
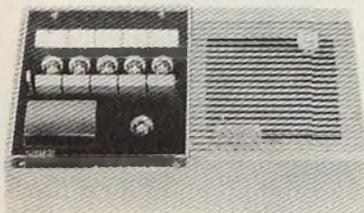


La ricerca "via radio" agisce entro un raggio di 2000 metri. È prevista per un massimo di 156 utenti ed è selettiva; ossia raggiunge solo la persona interessata.

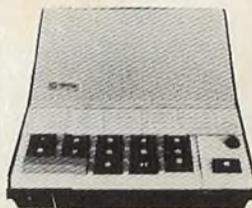


La trasmissione immediata dell'ordine o del messaggio in fonia raggiunge l'interessato attraverso un ricevitore tascabile transistorizzato.

INTERFONICI PER UFFICI alimentati a pile od in corrente alternata



- completamente transistorizzati
- da 1 a 30 derivati
- comunicazioni stellari e poligonali



REALIZZAZIONI SPECIALI PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

- Amplificazione ■ diffusione sonora ■ registrazione ■ televisione a circuito chiuso in bianco e nero ed a colori ■ radiotelefoni



PHILIPS

S.p.A. - MILANO - REP. RADIOPROFESIONALE
VIALE FULVIO TESTI 327 - 20162 MILANO
TEL. 84.20.951

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