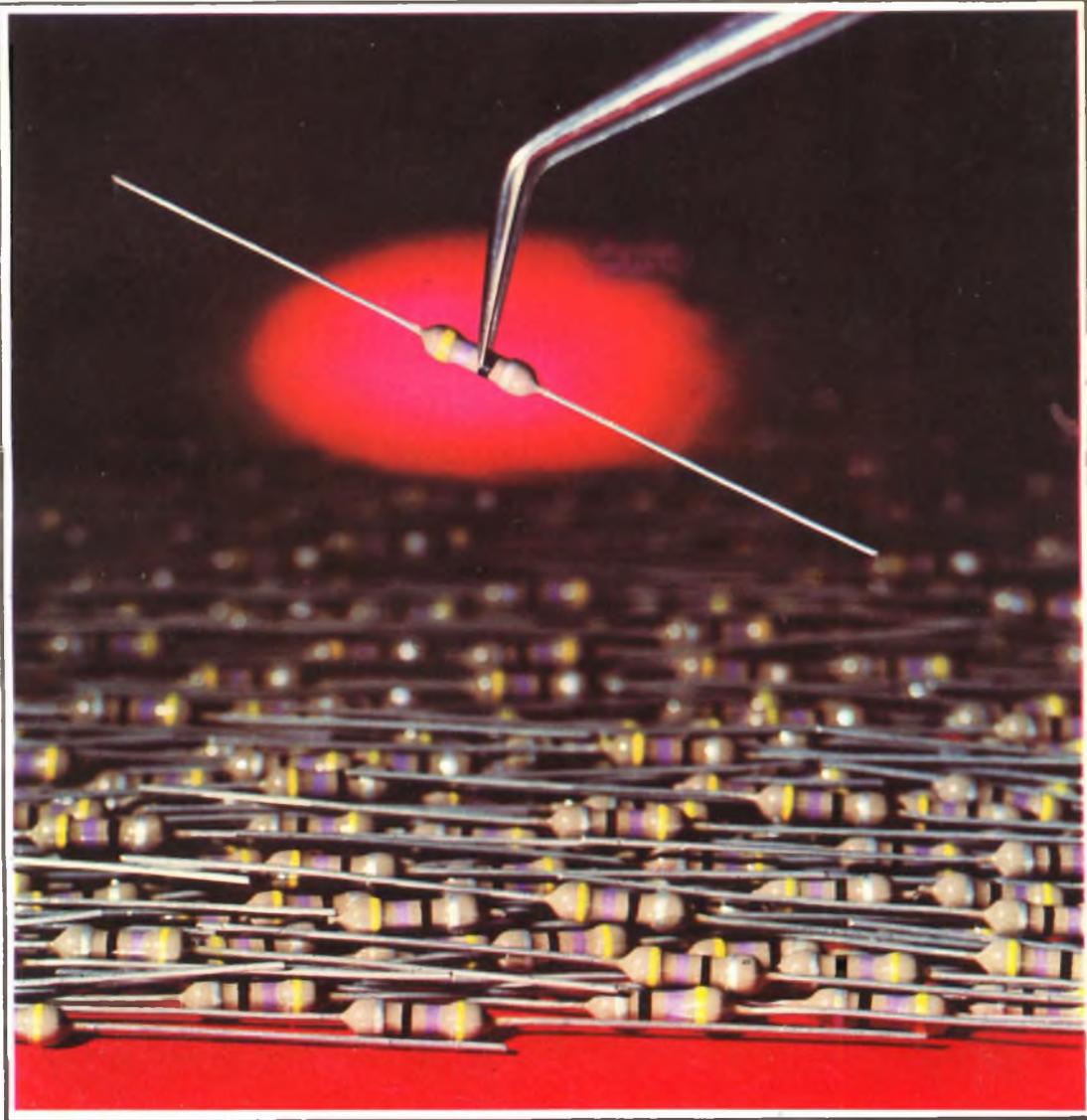


SELEZIONE RADIO - TV

di *tecnica*

3

LIRE
400



AUSTRIA	Sc.	24.90	INGHILTERRA	Sh.	6.10	NORVEGIA	Kr. N.	6.90
BELGIO	Fr. Bg.	48	ITALIA	L.	400	OLANDA	Fol.	3.50
DANIMARCA	Kr. D.	6.65	JUGOSLAVIA	Din.	725	PORTOGALLO	Esc.	27.60
FRANCIA	Fr. Fr.	4.70	LUSSEMB.	Fr. Bg.	48	SPAGNA	Pts.	57.70
GERMANIA	D. M.	3.85	MALTA	Sh.	6.10	SVIZZERA	Fr. S.	4.15

N. 3 - MARZO 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70



lineaS



VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.

27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI



TR 2 - UHF Guadagno 26 dB (20 volte) a 2 transistori

TR 2 - VHF Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistori

TR 1 - UHF Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistoro

TR 1 - VHF Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistoro

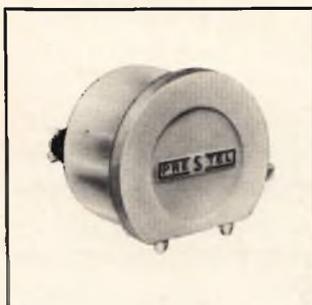
ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

A 3 N Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori.

Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω

AT 1 Alimentatore economico adatto per tutti gli amplificatori non miscelati.

Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Entrata 75 Ω ; Uscita 300 Ω .



MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

MA 1 UHF-VHF Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MA 2 per I e III banda - Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

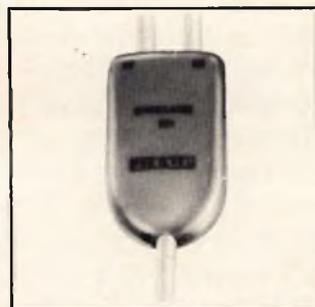
A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Quando si miscela un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.



MI 3 UHF-VHF per esterno - Entrata 75-300 Ω ; Uscita 75 Ω

DEMISCELATORI UHF-VHF

DM 1 DEMISCELATORE **UHF-VHF**
Entrata 75 Ω ; Uscita 300 Ω , volante



TRASFORMATORI DI IMPEDENZA

TI - UHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **UHF** 75-300 Ω , volante

TI - VHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **VHF** 75-300 Ω , volante



PRESTEL

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

L' ITALIA ADOTTA IL SECAM

Colpo di timone della nave che passa « sola tra il pianto degli alcion » della **TV a colori** italiana. O, se preferite, colpo di fulmine per il nostro cielo più o meno sereno.

Tutto è incominciato col ritardo nel prendere decisioni. Noi — si suol dire — arriviamo dovunque buoni ultimi. Oltre tutto, l'arrivare ultimi comporta situazioni e ambienti totalmente diversi da quelli trovati dai primi e dai secondi.

Tuttavia, il sapersi adattare a questa situazione nuova è, senza dubbio, prova di versatilità che agli italiani — troviamoci ogni tanto qualche pregio, non solamente difetti — non manca davvero. Che cosa sarebbe dunque accaduto? Ecco il sunto dei fatti, e il loro brevissimo commento. La prima decisione italiana, come sappiamo, si era diretta verso il PAL. Tutto pacifico, tutti d'accordo, senonchè il PAL è il sistema tedesco e la Germania, anche questo è arcinoto, è la nazione che vince tutte le guerre economiche.

Se si tien conto che, in fatto di **TV a colori**, l'industria italiana non è, praticamente, nemmeno sulle posizioni di partenza perchè da noi non si produce quasi niente, nemmeno i cinescopi, e che le trasmissioni a colore italiane sono ancora lontane nel tempo, è facile capire che il giorno in cui le trasmissioni ci saranno, verremo sommersi dal-

la produzione di apparecchi tedeschi che, nel frattempo, avrà raggiunto disponibilità e prezzi imbattibili.

Imbattibili, innanzitutto, dalla nostra produzione che verrà soffocata sul nascere da una concorrenza insormontabile. Conseguenza immediata: tecnici e operai messi in condizione di non potersi applicare a questo ramo dell'elettronica perchè l'industria non reggerebbe il confronto sul piano economico. Sarebbe stato proprio questo aspetto sociale del problema che avrebbe indotto le Autorità Italiane a prendere in considerazione la possibilità di adottare il SECAM. Perchè col SECAM esiste invece la possibilità inversa: non solamente occuperemo i nostri lavoratori per il nostro mercato, ma potremo addirittura esportare in Francia. Si chiederà: ma la Francia non se li fa già per conto suo i TV a colori? Sì, ma dati i suoi costi noi saremo in grado di farle concorrenza.

Insomma, dal fanalino di coda noi passeremmo in testa alla classifica con una manovra che ha un po' dell'uovo di Colombo, ma proprio per questo carattere denota una capacità di decisione tempestiva, che non è niente disprezzabile.

C'è un altro motivo che preme sulla scelta del SECAM: la pubblicità. La Svizzera trasmette a colori col sistema PAL e il giorno in cui noi adottassimo tale sistema, l'Italia settentrionale riceverebbe i programmi svizzeri. Ma siccome la pubblicità televisiva svizzera costa molto meno di quella italiana, una notevole fetta di ordinazioni verrebbe persa dalla RAI e guadagnata dalla TV elvetica.

L'adozione del SECAM in Italia precluderebbe le ricezioni dalla vicina Confederazione, togliendo ogni possibilità alla fuga degli ordini pubblicitari destinati ai telespettatori dell'Italia settentrionale. Dunque, anche la politica economica della RAI mette il suo zampino, e dal proprio punto di vista trova una « identità di scopi » col mondo del lavoro. Ce n'è quanto basta per non rimanere sorpresi il giorno in cui la **TV a colori** italiana venisse alla ribalta come SECAM. È come quando deve nascere un bambino: tutti aspettavano il maschio, sono nate due femmine. Che se poi le due femmine sono le Kessler, è una fortuna.

S O M M A R I O

In copertina	Colore nell'elettronica (Foto Rohm)
Redazionale	364 L'Italia adotta il Secam
Lettere	367 I lettori ci scrivono
Bassa frequenza	375 Circuiti attenuatori ad « L » ed a « T »
Televisione a colori	383 Circuiti per la regolazione del contrasto e della saturazione di un'immagine a colori
	391 Costruiamo un televisore a colori (VIII parte)
L'angolo del tecnico TV	401 La distribuzione a partitori di segnali d'antenna TV
	407 Guasti comuni che si possono verificare nei televisori
Il riparatore	411 Circuiti antiparassiti e antinterferenze (I parte)
L'ABC dell'elettronica	419 Rivelatori e discriminatori
Nuovi componenti	428 Trasformatore d'uscita tipo AT-2045/01
Novità tecnologiche	431 Impiego del tantalio e dei suoi componenti
Caratteristiche dei componenti	435 Come ottenere i migliori risultati con antenne TV e FM (I parte)
Laboratorio fotografico	444 Controllo delle macchine fotografiche e delle cineprese per mezzo del televisore
Realizzazioni sperimentali	451 2 semplici circuiti: vibrato - tremolo e miscelatore
Schemi	456 Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
High-Kit	463 UK 600: alimentatore stabilizzato
Rubriche	467 Storia delle comunicazioni a distanza
	479 La ricezione delle stazioni ad onda corta
	491 Rassegna riviste estere
	498 La scrivania dello zio
	500 Equivalenze tubi professionali

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.

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. PARISI A. - Latina Dispositivo di allarme

In figura 1 è rappresentato lo schema di un semplice dispositivo di allarme, o di avvicinamento descritto su « Haut Parleur », molto semplice, nel quale sono impiegati soltanto due transistori.

tanto sul condensatore variabile C quanto sul nucleo regolabile, che è inserito all'interno del supporto su cui è avvolta la bobina. Il circuito oscillante deve essere regolato in modo tale che quando si tocca la piastra sensibile, oppure una persona passa nelle sue immediate vicinan-

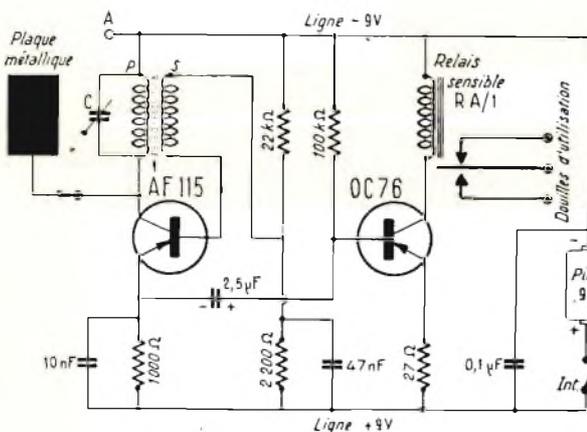


Fig. 1 - Schema elettrico di un dispositivo di allarme.

Il transistor AF 115 lunge da oscillatore sulla frequenza di 27 MHz. Il collettore e la base risultano accoppiati tra loro tramite il trasformatore, che è costituito dalla bobina. La regolazione della sensibilità viene effettuata agendo

ze, si manifesta un aumento tale della capacità che fa cessare le oscillazioni.

In regime di oscillazione la tensione di emettitore è di circa -3V, mentre in sua assenza essa scende a circa

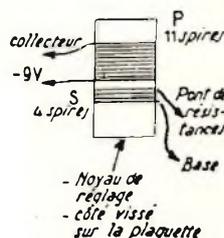


Fig. 2

- 1 V. Questa tensione viene inviata al transistor OC76 che provvede ad amplificarla in modo che essa possa agire sul relé.

La bobina, che sarà realizzata impiegando del filo smaltato da 9/10 dovrà essere costruita come indicato in figura 2. L'avvolgimento secondario è composto di n 4 spire unite mentre il secondario è costituito da 11 spire, pure unite. Entrambi gli avvolgimenti saranno effettuati nel senso delle lancette dell'orologio; a partire dal capo che dovrà essere collegato alla base del transistor. Nell'interno del supporto, come abbiamo detto, si infilerà un nucleo magnetico regolabile.

Le figure 3 e 4 indicano come dovrà essere effettuato il montaggio dei vari componenti l'apparecchio, che nel suo insieme sarà contenuto in una scatola di materiale plastico avente le dimensioni di 12 x 10 x 5 centimetri.

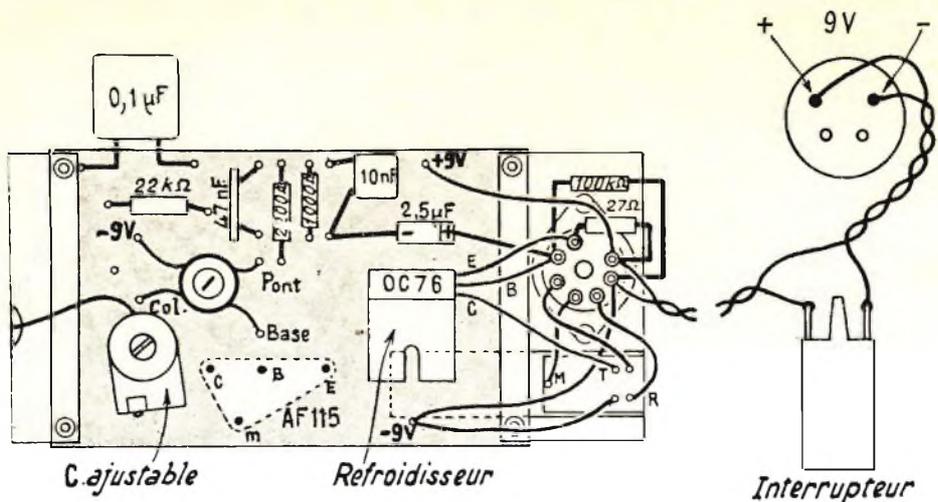


Fig. 3

La messa a punto si effettuerà collegando l'entrata ad una piastra qualsiasi mediante un conduttore di un metro di lunghezza. Per facilitare dette operazioni, e tenere sotto controllo il funzionamento del relé, si potrà realizzare il montaggio di prova di figura 5 che consente l'accensione di una lampadina spia ogni qualvolta il contatto del relé stesso viene chiuso.

Dando tensione l'apparecchio dovrebbe senz'altro oscillare, in caso contrario si agirà tanto sul condensatore C quando sul nucleo fino a che si ottiene l'oscillazione voluta. In queste condizioni il relé dovrà restare chiuso, mentre dovrà staccarsi se si toccherà con un dito la piastra sensibile. Effettuate queste prove preliminari si metterà l'apparecchio nelle nor-

mali condizioni di funzionamento. Tenendo il condensatore variabile a metà corsa si agirà sul nucleo magnetico in modo da ottenere la massima sensibilità. Ciò significa che il relé dovrà staccarsi al passaggio di una persona alla maggior distanza possibile.

Nel caso sia necessario aumentare la stabilità del relé può essere consigliabile inserire un condensatore da 10 μ F fra il collettore del transistor OC76 ed il positivo della batteria.

In genere la distanza massima alla quale l'apparecchio entra in funzione al passaggio di una persona, è dell'ordine di alcune decine di centimetri. Un miglioramento delle prestazioni si può avere collegando a terra il punto A del circuito (a detto punto fa capo il negativo della batteria). Se l'apparecchio deve funzionare come contapersone, o per individuare il loro passaggio, attraverso uno spazio bene determinato dai due lati, si potrà fissare una piastra sensibile in ciascuno dei lati stessi. La seconda piastra dovrà essere collegata al punto A.

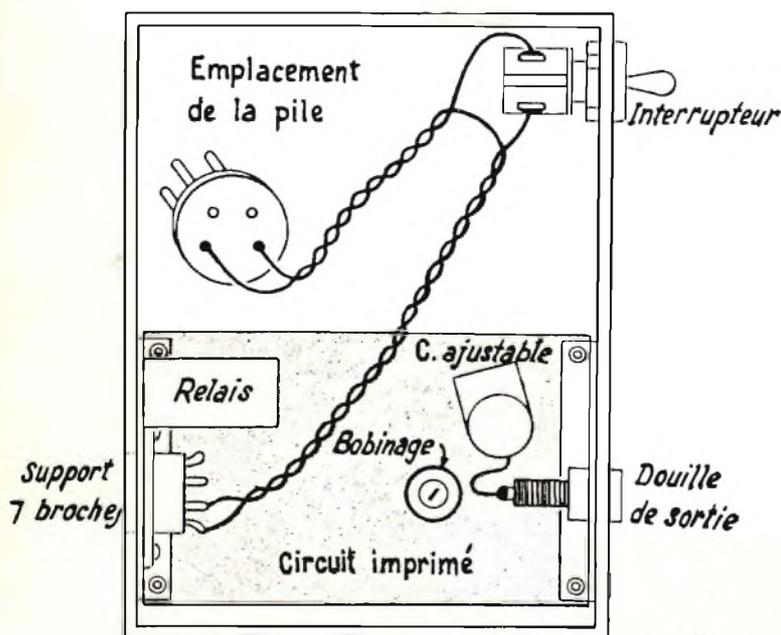


Fig. 4

Occorre tenere presente che maggiori sono le dimen-

Confrontando i due schemi quello originale e quello con le modifiche, risulta evidente come sia necessario eliminare i componenti 202-13, 14, 15, 204, 205, la resistenza 261, mentre la resistenza 262-1p è stata sostituita con un'altra avente il valore di 30 k Ω .

Naturalmente dovranno essere eliminate tutte le bobine, il commutatore, i cristalli, la relativa basetta porta cristalli, e le resistenze 264, 265, 266-1, unitamente ai condensatori 206-1, 2 e 202-27.

Generalmente è consigliabile eseguire tale operazione portando l'oscillatore su 130 o 154 MHz, a seconda che si preferisca che l'oscillatore abbia il massimo rendimento su una estremità della gamma piuttosto che sull'altra.

L'impiego di una forte demoltiplica per il comando del condensatore variabile è indispensabile, tenuto conto che la gamma è alquanto compressa in una parte molto ristretta del variabile stesso.

gomento delle seguenti descrizioni, sempre in lingua francese, delle quali possiamo inviare fotocopia dietro invio dell'importo complessivo di lire 3.500:

- 1) Contapose elettronico e fotointegratore.
- 2) Realizzazione pratica di un contapose-temporizzatore per ingranditore fotografico.
- 3) Temporizzatore per ingranditore fotografico.

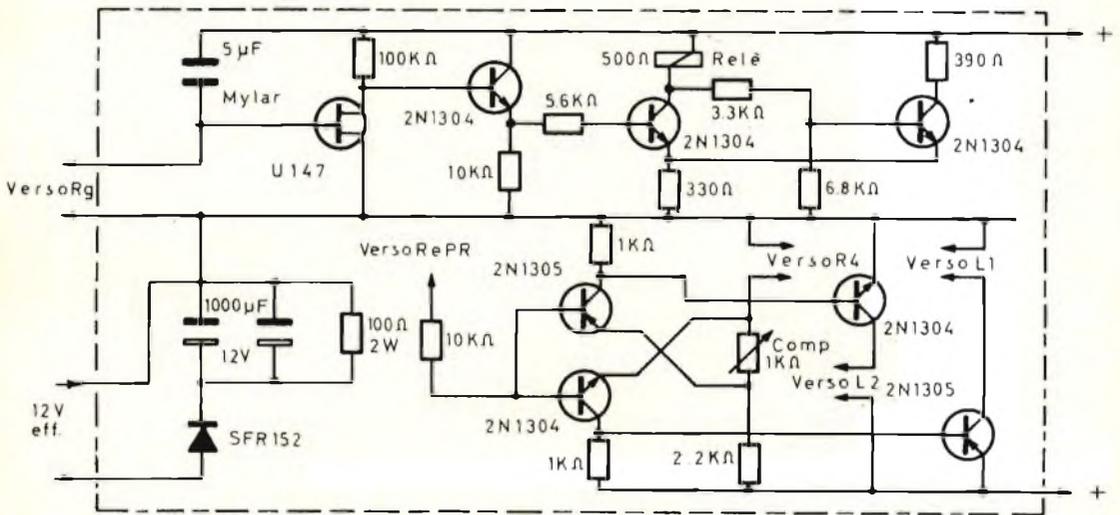


Fig. 7 - Schema elettrico del contapose - temporizzatore fotografico.

La trasformazione del circuito sarà alquanto facilitata se si avrà cura di smontare unitamente allo stadio interessato, la sezione amplificatore-armoniche. La messa a punto potrà essere effettuata tramite un grid-dip accoppiato allo stadio amplificatore con valvola 9003. Stabilito che il circuito oscilla, si dovranno regolare i compensatori 218-4-5 fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento del grid-dip.

Sig. LATINI R. - Roma

Contapose-temporizzatore per ingranditore fotografico

In figura 7 riportiamo lo schema di un contapose-temporizzatore di costruzione francese, del quale disponiamo della descrizione, che, per limiti di spazio, non ci è consentito pubblicare in questa rubrica.

A questo proposito precisiamo che disponiamo sull'ar-

Sig. GENNARI R. - Napoli

Vettorscopio

Il vettorscopio, nel controllo dei televisori a colore, consente una particolare semplificazione delle misure di angoli di fase. Esso dà una rappresentazione vettoriale della sottoportante di colore istante per istante: in particolare, esaminando una successione di barre, si ottiene sull'oscilloscopio, che è incorporato

nello strumento, un diagramma polare di cromaticità nel quale appaiono, simultaneamente, l'ampiezza e la fase della sottoportante, in corrispondenza alle sei barre di colore.

Per ottenere la rappresentazione polare di cui sopra, lo strumento si vale del principio della demodulazione sincrona secondo due assi ortogonali, principio che è quello stesso sfruttato nei ricevitori per la decodificazione del segnale di colore.

Il vettroscopio è stato studiato per l'analisi del segnale di prova a barre di colore considerato nelle norme FCC e trova però utile applicazione nelle misure di guadagno a fasi differenziali, fornendo una rappresentazione vettoriale complessiva delle due grandezze.

In figura 8 è rappresentato lo schema a blocchi del vettroscopio della Tektronix che consente, oltre alle rappresentazioni vettoriali una misura molto precisa di fase con

che le portanti generate nello strumento per la demodulazione sincrona abbiano uno sfasamento di 90° esatti.

Per controllare tale fatto ci si serve del seguente artificio: si sostituisce al segnale sotto osservazione un'onda sinusoidale di frequenza leggermente diversa (una diecina di kHz) da quella della sottoportante ottenendo, all'uscita dei due demodulatori sincroni del vettroscopio, due tensioni a frequenza di battimento sfasate tra loro dello

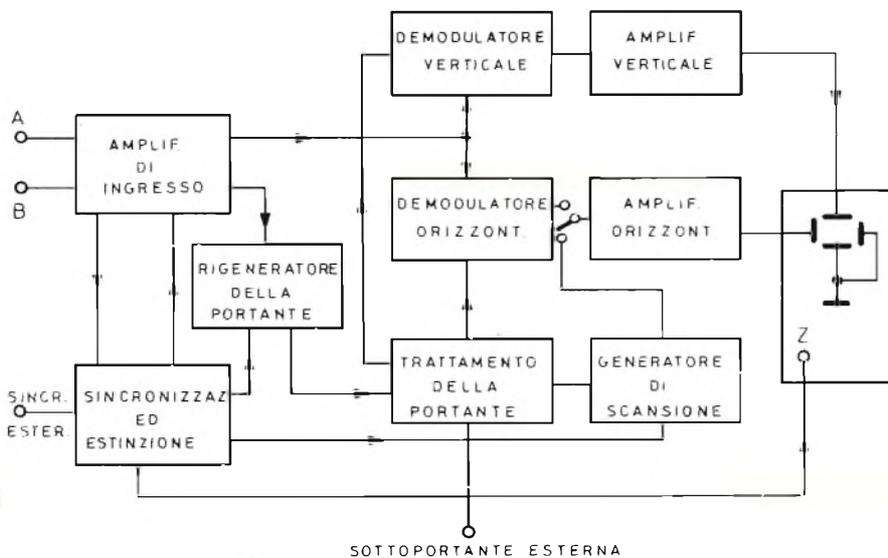


Fig. 8 - Schema a blocchi del Vettroscopio Tektronix.

La modulazione di ampiezza e di fase della sottoportante di colore può scomporsi in due modulazioni di ampiezza a 90° fra loro. Se le tensioni risultanti dalle due demodulazioni sincrone vengono, rispettivamente, inviate alle placchette orizzontali e verticali dell'oscilloscopio, si ottiene sullo schermo un punto luminoso che rappresenta lo estremo del vettore corrispondente al colore desiderato.

il metodo di azzeramento, tramite uno sfasatore tarato. In questo caso si utilizza il solo demodulatore sincrono corrispondente all'asse Y, spazzolando l'asse X a frequenza di riga.

Naturalmente la precisione della misura delle ampiezze e delle fasi è essenzialmente legata al fatto che i segnali demodulati siano le componenti ortogonali del vettore sottoportante. Perciò è essenziale

stesso angolo di cui risultano sfasate le portanti generate nello strumento. Le tensioni generate danno luogo, sull'oscillografo, ad un'elisse che risulta un cerchio nel solo caso in cui è esattamente soddisfatta la condizione di quadratura tra le portanti.

Questo metodo di controllo del corretto funzionamento del vettroscopio è reso molto più efficiente e preciso commutando il segnale video e la

tensione sinusoidale mediante un commutatore elettronico, in modo da osservare contemporaneamente sia il diagramma vettoriale che il cerchio di controllo. Inoltre si può periodicamente invertire la polarità di uno dei segnali di battimento in modo da poter mettere più facilmente in

successione di barre corrispondenti ai tre colori primari saturi, rosso, verde, blu, ed ai loro complementari ciano, porpora e giallo, più un bianco ed un nero, nel caso in cui si abbia la scala decrescente di luminosità: bianco - giallo - ciano - verde - porpora - rosso - blu - nero.

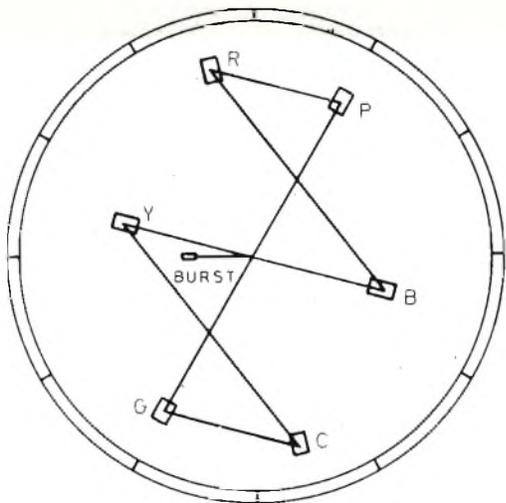


Fig. 9 - Rappresentazione sullo schermo del Vettroscoio di una tipica successione di barre di colore.

evidenza un'eventuale degenerazione del cerchio in elisse. L'approssimazione che si può raggiungere mediante tali artifici è di circa 1° .

Il vettroscoio consente inoltre di effettuare delle misure con una precisione di qualche per cento dell'ampiezza del segnale d'ingresso qualora il cerchio di controllo venga fatto coincidere, regolando opportunamente l'amplificazione dei due canali, con un cerchio di riferimento inciso sulla maschera dell'oscillografo stesso.

In figura 9 è mostrata la tipica rappresentazione oscillografica che si ha sullo schermo del vettroscoio per la

Sig. NARDINI G. - Taranto

Antenna DDDR per i 144 MHz

Effettivamente esiste un tipo di antenna ad anello chiuso, nota con la sigla DDDR (Directional Discontinuity Ring Radiator), che occupa uno spazio molto limitato. Però il rendimento di questa antenna, nella gamma dei 144 MHz, è alquanto ridotto dato che per frequenze superiori ai 50 MHz lo spazio della guida di onda aperta, formato dal cerchio e dal piano di terra, risulta talmente stretto che il campo em non può essere facilmente irradiato nello spazio. D'altra parte la riduzione delle misure riduce l'ampiezza di banda e peggiora il rapporto delle onde stazionarie.

Per ottenere un aumento dell'efficienza anche nella gamma dei 144 MHz si agisce in modo che il cerchio risuoni alla frequenza desiderata. In pratica i migliori risultati si ottengono quando il diametro del cerchio è di 56 gradi elettrici e la larghezza della guida d'onda il doppio rispetto al disegno originale.

La risonanza del cerchio si ottiene collegando un trimmer del tipo a minima perdita tra il punto a massima impedenza e la massa (figura 10). Per compensare il carico capacitivo il diametro del cerchio è ridotto fino a 52 gradi elettrici. La distanza di X consente di adattare correttamente l'impedenza della linea di alimentazione. La misura di Y non è critica e può anche essere ridotta a zero come è indicato in figura 11.

L'antenna presenta un guadagno di 1 dB rispetto ad un dipolo verticale accordato in quarto d'onda.

Ecco i dati relativi ad una antenna DDDR adatta a funzionare nella banda fra i 140 ed 152 MHz (fig. 12):

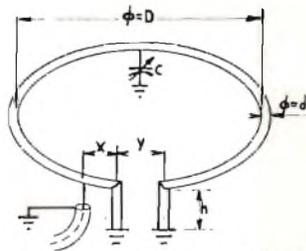


Fig. 10

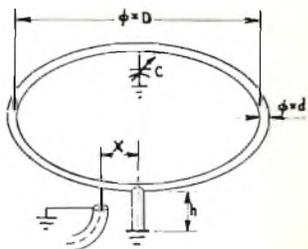


Fig. 11

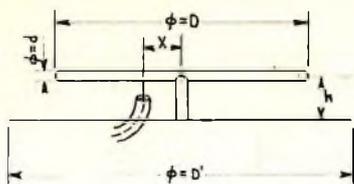


Fig. 12

$D = 260 \text{ mm}$, $d = 10 \text{ mm}$,
 $h = 38 \text{ mm}$, $X = 16 \text{ mm}$
 per 50Ω .

Il piano di terra dovrà avere il diametro uguale a $2 D$.

Sig. RAINERI P. - Torino

Preamplificatore ad alta impedenza con transistori FET

Lo schema di figura 13 si riferisce ad un circuito preamplificatore ad alta impedenza di entrata. Esso è costituito da un transistor ad effetto di campo del tipo U 146 al quale è fatto seguire un transistor bipolare 2N2924.

Con questo circuito si ottiene un guadagno in tensione

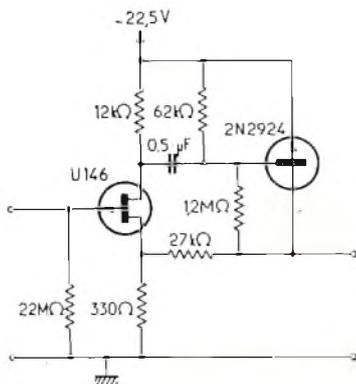


Fig. 13 - Schema di un preamplificatore con transistor ad effetto di campo.

di circa 60 e la massima tensione di uscita è dell'ordine dei 6 V.

Mentre la risposta in frequenza si estende da 10 a 90.000 Hz a $\pm 1 \text{ dB}$, la resi-

stenza di entrata è di $22 \text{ M}\Omega$ e quella di uscita $30 \text{ k}\Omega$.

Sigg. BORAN N. - Capua, ERBA G. - Alessandria ed altri richiedenti

Sonorizzazione di film

In riferimento alla richiesta di chiarimenti e di pubblicazioni sulla sonorizzazione dei film a 8 e 16 mm precisiamo che disponiamo e possiamo inviare fotocopia dei seguenti articoli in lingua francese:

a) Sincronizzatore transistorizzato per accoppiamento registratore a nastro con proiettore.

b) Amplificatore pre-registratore per un apparecchio da 8 mm.

c) Nuovi procedimenti per la sincronizzazione sonora nel cinema ridotto.

d) Le trasformazioni dei film sonori a 8 mm.

Precisiamo inoltre che su SELEZIONE RADIO TV sono stati descritti alcuni registratori a transistori come ad

esempio nei numeri 3 e 10 dell'anno 1967.

Le fotocopie degli articoli, di cui ai punti a-b-c-d, potranno essere richieste dietro invio dell'importo di lire 2.500.

EDITORE:

J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
 Ufficio Pubblicità:
 V.le Matteotti, 66

20092 - Cinisello Balsamo - Milano
 Tel. n. 9281801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, 15
 20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 3 Marzo 1969

Rivista mensile

edita per la divulgazione
 dell'elettronica

della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.

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

Sped. in abb. postale gr. III/70

Stampa: S.Ti.E.M.

20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la
 diffusione in Italia e all'Estero:

SODIP - Via Zuretti, 25
 Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 400
 numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950
 per l'Estero L. 6.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio-TV
 Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano.

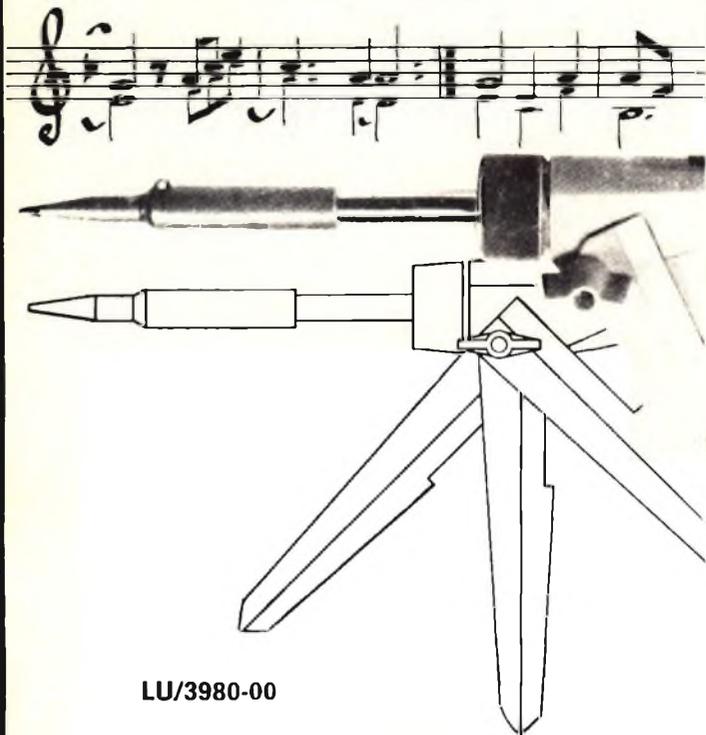
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare
 oltre naturalmente al nuovo

anche l'indirizzo precedente
 ed allegare alla comunicazione

l'importo di L. 300,
 anche in francobolli.

Variazioni su un solo tema



LU/3980-00

Il nuovo saldatore ERSA-Varius per l'industria

ERSA ERNST SACHS KG 698 WERTHEIM/MAIN



SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
BALCO	410
BRITISH	450
CASSINELLI	397
CHINAGLIA	427
ERSA	374
FACON	455
LESA	433
MENTOR	399
MENTOR	450
PHILIPS	389
PHILIPS	405
PHILIPS	434
PRESTEL	363
SCUOLA RADIO	
ELETTRA	400
SICTE	399
SILVESTAR	414-415
SPRING	378-379
TRIESTE G.B.C.	426

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

CIRCUITI ATTENUATORI

L **T**

**BASSA
FREQUENZA**

Riportiamo in questo articolo due semplici circuiti attenuatori, uno a configurazione a L e uno a configurazione a T particolarmente adatti per essere applicati a complessi stereofonici o di alta fedeltà.

I circuiti attenuatori a configurazione a L e a T vengono utilizzati quando un complesso stereofonico o di alta fedeltà è equipaggiato di altoparlanti disposti in diversi posti della camera e dunque quando è necessario modificare il volume sonoro di un altoparlante senza dover manovrare l'amplificatore.

Nel caso per esempio che l'altoparlante sia posto a una certa distanza, o se si desidera attenuare il suono, evitando di introdurre una certa distorsione, si può utilizzare un attenuatore che non modifichi l'impedenza del circuito quando si fa variare la potenza d'uscita.

Attenuatore a L

L'attenuatore a L è meno costoso dell'attenuatore a T, in quanto non è formato che da due resistenze accoppiate. La resistenza posta sul davanti costituisce il ramo in serie, mentre la resistenza posta dopo è collegata in parallelo. Grazie a questi due elementi, l'attenuatore a L raffigurato in fig. 1, mantiene costante l'impedenza del circuito qualunque sia l'attenuazione.

Funzionamento dell'attenuatore a L

Nella tabella 1 vengono indicati i valori corrispondenti alla rotazione di un attenuatore da 16Ω fabbricato in serie. È possibile, per esempio, collegare un altoparlante da 16Ω a un attenuatore dello stesso valore e a un amplificatore. Si deve notare che la resistenza del collegamento in serie è analoga all'impedenza caratteristica dell'attenuatore a L, mentre la resistenza del collegamento parallelo è otto volte superiore.

Quando l'apparecchio è ruotato a fondo nel senso contrario alle lancette di un orologio, ciò che corrisponde a 0° di rotazione, la resistenza serie è di $16,29 \Omega$, la resistenza parallelo di $0,2 \Omega$, l'impedenza di 16Ω e l'attenuazione di 2 dB. Nella posizione del 50% che corrisponde a una rotazione di 150° , la resistenza serie è di $7,76 \Omega$, la resistenza parallelo di $18,5 \Omega$, l'impedenza di $16,35 \Omega$ e l'attenuazione di 5,4 dB. Nella posizione del 100% che corrisponde a una rotazione di 293° , la resistenza serie è di $0,19 \Omega$, la resistenza parallelo è infinita, l'impedenza di $16,19 \Omega$ e l'attenuazione praticamente nulla. Si può notare che nel caso di que-

sta rotazione l'impedenza resta praticamente costante.

La curva di fig. 2, indica l'attenuazione e i valori delle resistenze e può servire a valutare il valore necessario nei due rami. La resistenza del ramo in serie è lineare mentre la resistenza in parallelo

L'attenuazione totale è di 45 dB, quindi siccome si pone generalmente la soglia di udibilità attorno ai -60 dB, il suono resta percettibile quando l'attenuatore è regolato su 0° .

Se si vuole sopprimere completamente il suono, si può utilizzare un commuta-

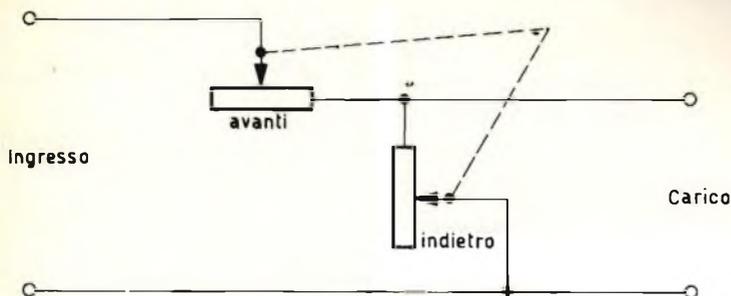


Fig. 1 - Schema di principio di un attenuatore a L.

è ripartita in tre sezioni lineari, il cui avvolgimento aumenta la linearità dell'attenuatore. La resistenza totale del collegamento parallelo è superiore di otto volte a quella del collegamento in serie, mentre quella della resistenza serie è analoga all'impedenza nominale dell'attenuatore a L.

tore per aprire la linea; ma è preferibile sostituirla con una resistenza fissa dello stesso valore dello attenuatore, che ne modifica il carico del circuito.

L'attenuatore a T

Quando è necessario che né l'attenuatore, né la quantità d'attenuazione agisca-

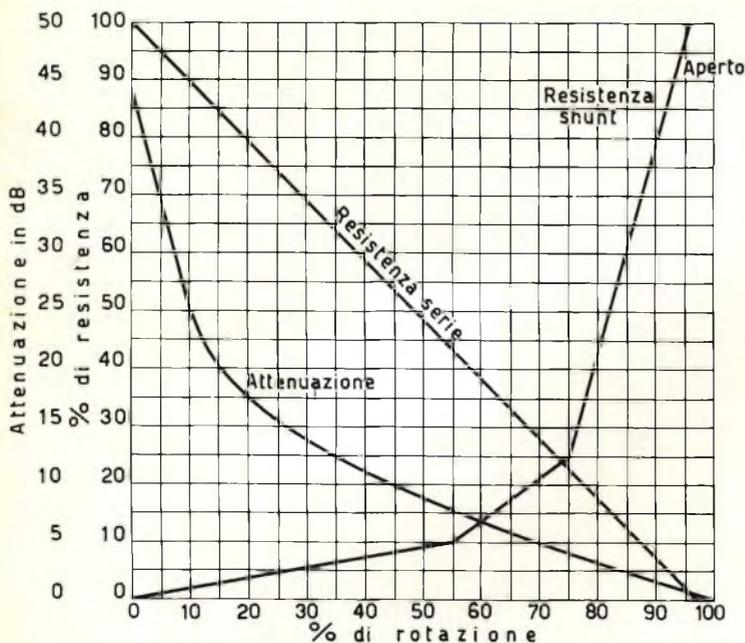


Fig. 2 - Variazione dell'attenuazione in funzione della rotazione dell'asse per un attenuatore a L.

no sull'impedenza del circuito, si utilizza l'attenuatore a T.

Il circuito attenuatore a T raffigurato in fig. 3 è formato da molti elementi accoppiati e azionati dallo stesso asse. Gli elementi posti davanti e al centro hanno

dei valori di resistenza uguali a quelli delle impedenze corrispondenti e che servono di riferimento. La resistenza dell'elemento posto indietro o collegato in parallelo è generalmente superiore di otto volte al valore di ciascuno dei rami in serie.

Fig. 3 - Schema di principio di un attenuatore a T di 8 Ω.

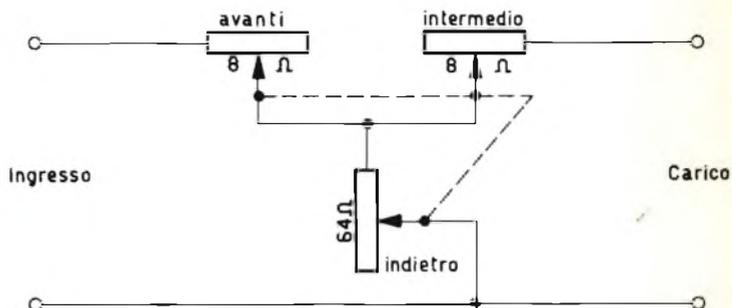


TABELLA 1 - Misure per un attenuatore a L di 16 Ω

Gradi di rotazione	Resistenza serie	Resistenza parallelo	Impedenza	Atte-nuazione decibel
0	16,29	0,20	16,00	38,2
10	15,74	0,26	16,00	35,9
20	15,18	1,45	16,51	21,6
30	14,49	2,41	16,58	17,7
40	13,94	3,52	16,83	14,9
50	13,39	4,62	16,98	13,0
60	12,84	5,73	17,06	11,6
70	12,30	6,67	17,00	10,3
80	11,74	7,72	16,94	9,7
90	11,06	8,62	16,66	9,1
100	10,51	9,72	16,56	8,4
110	9,86	10,83	16,42	7,9
120	9,41	11,71	16,17	7,5
130	8,87	12,82	15,99	7,0
140	8,31	14,73	15,99	6,4
150	7,76	18,50	16,35	5,4
160	7,10	22,17	16,40	4,7
170	6,54	25,94	16,44	4,2
180	5,98	29,75	16,25	3,8
190	5,44	33,56	16,60	3,4
200	4,90	37,39	16,11	3,1
210	4,38	41,20	15,90	2,9
220	3,80	44,47	15,56	2,7
230	3,27	52,34	15,52	2,3
240	2,80	65,50	15,66	1,9
250	2,32	83,10	15,62	1,5
260	1,61	99,30	15,37	1,3
270	1,01	115,5	15,06	1,2
280	0,41	125,3	14,56	1,0
290	0,16	inf.	16,16	0,09
293	0,19	inf.	16,19	0,09

Funzionamento dell'attenuatore a T

Nella tabella 2 sono stati riportati i valori corrispondenti alla rotazione di un attenuatore di 8 Ω. Quando la manopola è girata a fondo nel senso contrario alle lancette di un orologio, la resistenza serie d'ingresso è di 8,26 Ω, quella di uscita di 8,09 Ω, l'impedenza di 8,26 Ω e l'attenuazione di 53,5 dB. Nella posizione di 50%, che corrisponde a una rotazione di 150°, i valori sono rispettivamente: 3,93 Ω; 3,92 Ω; 7,87 Ω e 9,65 dB. Per una rotazione completa nel senso delle lancette dell'orologio, questi valori diventano: 0,036 Ω; 0,029 Ω; 8,06 Ω; l'attenuazione è praticamente nulla.

L'impedenza dell'attenuatore a T è dunque rimasta praticamente uguale a 8 Ω.

La curva di fig. 4 può servire a valutare il valore della resistenza per i due rami. Nel caso di un attenuatore di 16 Ω, si trova sul grafico, che il collegamento serie deve essere costituito da un elemento ad avvolgimento lineare di 16 Ω e che si farà doppio. La resistenza parallelo, formata da tre parti lineari, ha un valore otto volte superiore. La prima parte uguale al 10% della resistenza totale o 13 Ω circa per il primo 55% di rotazione; la seconda parte deve uguagliare il 15% della resistenza totale o 20 Ω, nel 21% della rotazione seguente; la terza parte deve essere del 75% o 95 Ω nel 21% di rotazione seguen-

selettore VHF a transistor *

ALIMENTAZIONE

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

DIMENSIONI

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



Consente la ricezione delle bande:

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

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



CARATTERISTICHE PARTICOLARI

Guadagno (1) dB
Cifra di fruscio dB
Larghezza di banda RF picco picco MHz
Rejezione immagine dB
Rejezione frequenza intermedia dB
Coefficiente di riflessione %
Sintonia fine MHz
Stabilità oscillatore kHz
per variazione della tensione di alimentazione del ± 10% kHz
per variazione della temperatura ambiente di 25 °C
Impedenza di ingresso Simmetrica 300 Ohm
Asimmetrica 75 Ohm

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

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

Complessi
meccanici
delle
Officine di
Precisione

Antonio Banfi

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

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

sintonizzatore

UHF a transistor

ALIMENTAZIONE

Stadio RF 12 V/3,4 mA

Stadio oscill. 12 V/3,6 mA

DIMENSIONI

lunghezza mm. 99,5

larghezza mm. 73,8

altezza mm. 37,5



**in un quarto
d'onda**

Transistori impiegati
AF 139 • AF 139

CARATTERISTICHE PARTICOLARI

		Banda 4*	Banda 5*
Guadagno (1)	dB	≥ 24	≥ 22
Cifra di fruscio	dB	≤ 6,5	≤ 12
Larghezza di banda RF a zero dB	dB	6	9
Rejezione immagine	dB	≥ 60	≥ 50
Rejezione frequenza intermedia	dB	≥ 60	≥ 60
Coefficiente di riflessione	%	≤ 30	≤ 50
Stabilità oscillatore			
per variazione della tensione di alimentazione del 10%	kHz	≤ 100	≤ 100
per variazione della temperatura ambiente di 25 °C	kHz	≤ 500	≤ 500
Irradiazione	μV/m	≤ 100	≤ 100
Sintonia elettronica Tensione Varicap 3÷17 Vcc (tarat. oscill. 10 Vcc)	MHz	2,5	1,8
Impedenza di ingresso Simmetrica	300 Ohm		
Asimmetrica	75 Ohm		
Isolamento verso massa dei morsetti di antenna	1000 Veff.		

FEN GALVANI

**Complessi
meccanici
delle
Officine di
Precisione**

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

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

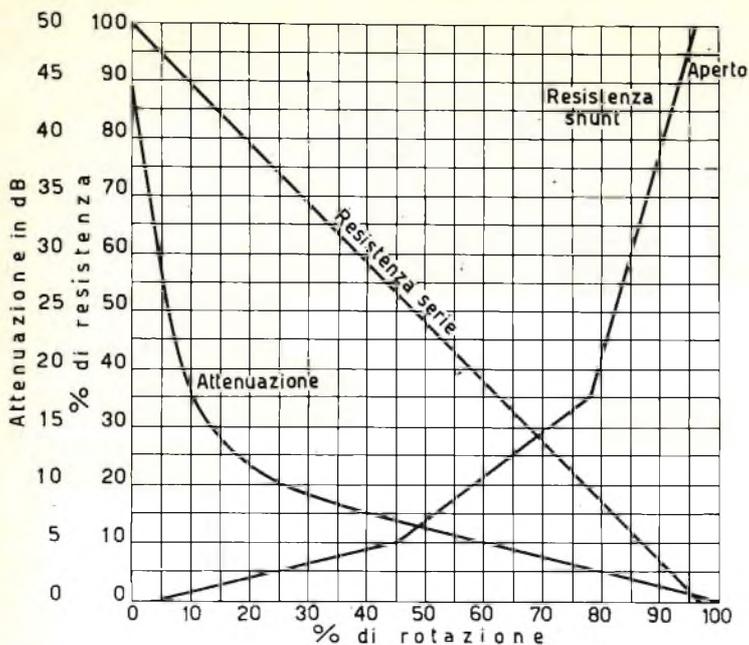


Fig. 4 - Esempio di curva di attenuazione per un attenuatore a T.

TABELLA 2 - Misure per un attenuatore a T di 8 Ω

Gradi di rotazione	Resistenza serie d'ingresso	Resistenza parallelo	Resistenza serie di uscita	Impedenza	Attenuazione decibel
0	8,26	034	8,09	8,26	53,5
10	7,98	0826	7,98	8,08	45,8
20	7,68	480	7,68	8,14	30,6
30	7,40	910	7,38	8,26	25,1
40	7,09	1,35	7,04	8,33	21,7
50	6,80	1,78	6,78	8,39	19,4
60	6,53	2,22	6,53	8,46	17,6
70	6,23	2,66	6,22	8,47	16,05
80	5,92	3,02	5,91	8,40	15,00
90	5,63	3,47	5,61	8,40	13,85
100	5,33	3,90	5,38	8,35	12,9
110	5,03	4,27	5,02	8,25	12,15
120	4,79	4,72	4,78	8,23	11,4
130	4,49	5,10	4,50	8,16	10,8
140	4,24	5,51	4,22	8,04	10,2
150	3,93	5,87	3,92	7,87	9,65
160	3,69	6,30	3,63	7,78	9,10
170	3,37	6,87	3,32	7,65	8,45
180	3,09	8,53	3,10	7,90	7,25
190	2,80	10,20	2,80	8,05	6,30
200	2,50	11,95	2,50	8,08	5,20
210	2,20	13,63	2,20	8,03	4,90
220	1,95	15,00	1,90	7,91	4,45
230	1,65	18,09	1,65	7,94	3,70
240	1,40	27,08	1,35	8,35	2,80
250	1,10	36,10	1,11	8,39	1,95
260	806	45,18	858	8,20	1,60
270	507	54,2	57	7,91	1,30
280	231	63,1	28	7,57	1,05
285	083	63,3	107	7,27	1,05
290	0307	inf.	0286	8,05	065
293	036	inf.	029	8,06	065

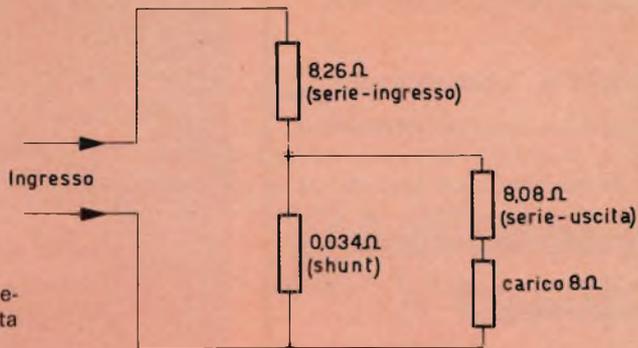


Fig. 5 - Montaggio del carico sull'attenuatore a T per ottenere una perdita massima.

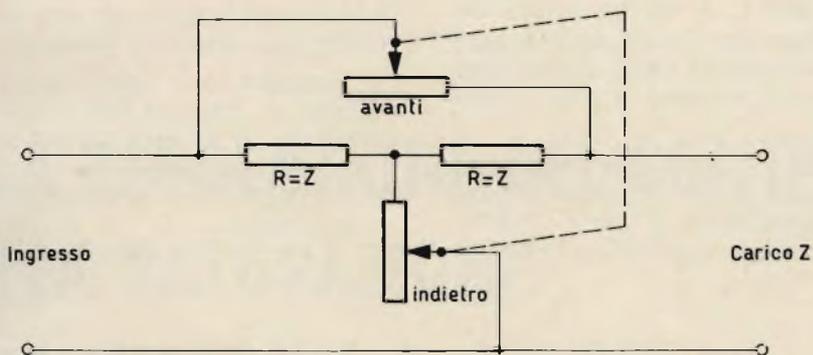


Fig. 6 - Attenuatore a T a parte con due elementi variabili.

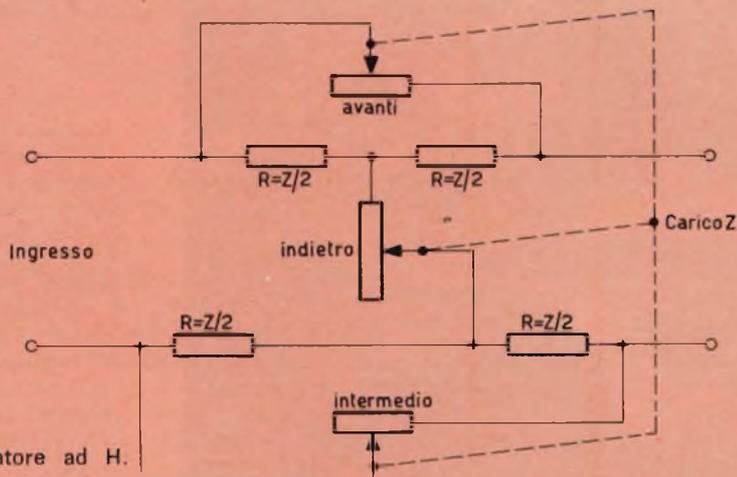


Fig. 7 - Attenuatore ad H.

te l'avvolgimento parallelo è aperto per il 3% della rotazione restante.

Principio di funzionamento

L'attenuazione prodotta in un attenuatore a resistenza si esprime in decibel (dB) che in questo caso esprimono il rapporto fra due valori diversi di potenza in due punti - ingresso e uscita.

$$\text{decibel} = 10 \log P_2/P_1 = 20 \log V_1/V_2 = 20 \log R_1/R_2.$$

I decibel possono servire a esprimere dei rapporti di tensione o di corrente solamente quando i due punti designati hanno la stessa impedenza. Tuttavia, in pratica, quando si adottano le impedenze d'insieme stereofoniche, si conoscono le impedenze d'ingresso e di uscita. Questi valori d'impedenza sono importanti soprattutto per l'adattamento degli altoparlanti, nell'industria del telefono e delle radio-diffusioni.

Nel caso dell'impedenza dell'attenuatore a T, si aggiunge un carico al circuito (fig. 5), il primo ramo in serie (8,26 Ω) è in serie con il ramo parallelo (0,034 Ω)

che è esso stesso in parallelo con il secondo avvolgimento del ramo serie (8,09 Ω); quest'ultimo si trova esso stesso in serie con l'impedenza di carico di 8 Ω . Ne risulta dunque 16,09 Ω in parallelo con 0,034 Ω cioè 0,03 Ω . Sommando 8,26 Ω e 0,03 Ω , si ottiene circa 8 Ω , ciò che corrisponde all'impedenza nominale dell'attenuatore a T.

La stessa dimostrazione può essere fatta con l'attenuatore a L. Questo articolo è limitato volontariamente agli attenuatori a L e a T che sono più comunemente usati.

Esiste anche una variante dell'attenuatore a T formato da due sezioni variabili e da due resistenze fisse, come si può vedere in fig. 6. Questo sistema è meno costoso e in molti casi può sostituire in modo conveniente il modello classico.

L'attenuatore a ponte a H è un altro modello di tipo corrente (fig. 7); esso è composto di un attenuatore a T classico e di quattro resistenze fisse che permettono di aumentare la linearità della curva di attenuazione.

(Da « Le Haut-Parleur » 1160)



Presso i laboratori di ricerca della S.G.S. sono stati realizzati i prototipi di alcuni apparecchi TV nei quali sono stati applicati per la prima volta dei microcircuiti appositamente studiati per la televisione. L'applicazione dei microcircuiti agli apparecchi TV porterà ad una riduzione dei costi di montaggio degli apparecchi stessi e conseguentemente ad una riduzione del loro prezzo.

In un precedente articolo è stato spiegato il significato e la natura di questo controllo. In questo articolo vengono dati alcuni circuiti base capaci di effettuare le suddette regolazioni.

TELEVISIONE A COLORI

CIRCUITI

PER LA REGOLAZIONE DEL CONTRASTO E DELLA SATURAZIONE DI UN'IMMAGINE A COLORI

La regolazione del contrasto attuata nell'amplificatore della frequenza intermedia è un sistema già adottato nei televisori in bianco e nero. Applicato nei televisori a colori tale sistema fa variare l'ampiezza del segnale a F.I. e di conseguenza l'ampiezza del segnale video **completo**. Ma una variazione del segnale video completo significa una variazione contemporanea dell'ampiezza sia del segnale di luminanza che del segnale di crominanza; tale variazione è inoltre rigorosamente proporzionale per il semplice fatto che con questo sistema si agisce sul **segnale completo** e cioè prima che esso venga separato in segnale di luminanza ed in segnale di crominanza. Con questo sistema di regolazione, l'impressione di colore che si ha osservando lo schermo

del cinescopio rimane inalterata al variare del contrasto.

Lo schema elettrico di principio di questo sistema di regolazione è riportato in fig. 7. Questo sistema di regolazione del contrasto accanto al grande pregio di dare delle variazioni di ampiezza dei segnali di luminanza e di crominanza rigorosamente proporzionali tra di loro, ha alcuni notevoli svantaggi: così per esempio, il mantenimento del livello del nero nell'amplificatore di luminanza al variare della regolazione del contrasto può essere ottenuto solo con circuiti molto elaborati. Con questo sistema di regolazione del contrasto l'ampiezza del segnale di sincronismo, quella del segnale del sincronismo del colore (burst) e del segnale

audio (5.5 MHz) vengono a dipendere dalla regolazione del contrasto. Tale regolazione produce infine uno spostamento del punto di lavoro del C.A.G. con tutte le deleterie conseguenze annesse. Anche la regolazione dell'amplificazione dell'amplificatore di crominanza (C.A.C.) estremamente necessaria, diventa difficoltosa se la regolazione del contrasto è posta nell'amplificatore della F.I. Come è noto il circuito di controllo del guadagno dell'amplificatore di crominanza serve per mantenere invariata l'ampiezza del segnale di crominanza (all'uscita del relativo amplificatore) tutte le volte che si verifica una dissintonia del selettore o un cambio di canale. Questo circuito di regolazione (C.A.C.) non deve essere influenzato o dipendere dalla regolazione del contrasto.

Regolazione del contrasto posto nella sezione video

La regolazione del contrasto può essere inserita anche nella sezione video. In questo caso la regolazione dell'ampiezza del segnale di luminanza e del segnale

di crominanza avviene **subito dopo** il circuito del rivelatore video. Tale regolazione può essere effettuata sia con un potenziometro in comune sia con due potenziometri separati. Anche in questo caso, per ciò che riguarda il circuito e la sua influenza in altri stadi del televisore si hanno vantaggi e svantaggi. Le due soluzioni sono indicate schematicamente nelle figg. 8 e 9.

Un solo potenziometro di regolazione del contrasto per i due segnali

Nello schema a blocchi di fig. 8 viene variata l'ampiezza del segnale video **completo**. La ripartizione di questo segnale in segnale di luminanza e segnale di crominanza avviene **solo dopo** il potenziometro regolatore del contrasto. Prima di questo potenziometro vengono prelevati, il segnale di sincronismo, il segnale del sincronismo del colore (burst), il segnale audio (5,5 MHz) e il segnale del circuito per il controllo automatico del guadagno (C.A.G.).

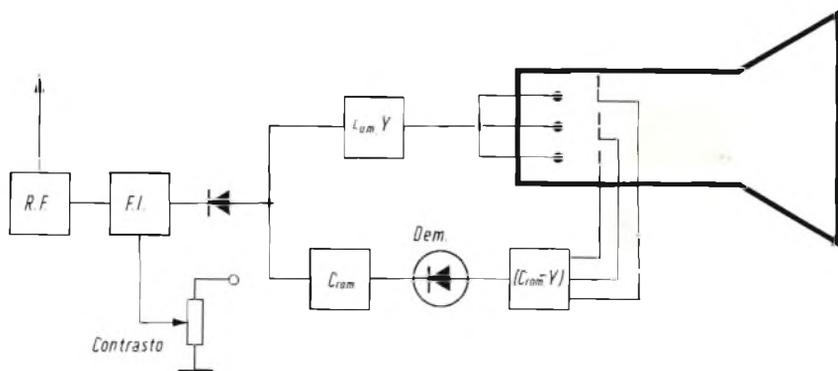


Fig. 7 - Regolazione del contrasto mediante variazione dell'amplificazione dell'amplificatore delle F.I.

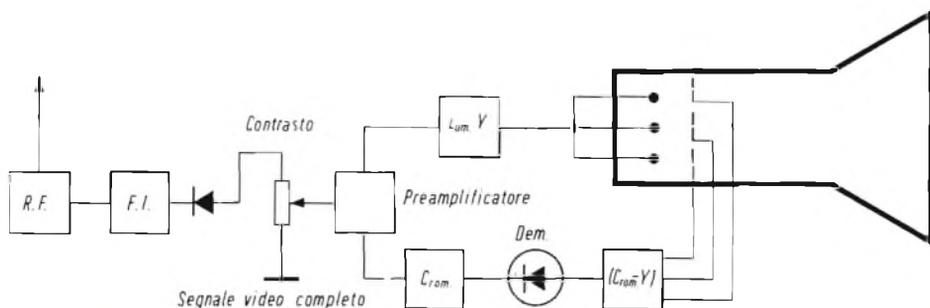


Fig. 8 - Regolazione del contrasto nella sezione video (prima della separazione del segnale di crominanza in segnale di luminanza e segnale di crominanza).

Com'è facile intuire anche in questo caso, viene mantenuta durante la regolazione del contrasto quella rigida proporzionalità tra variazione di ampiezza dei

del primo amplificatore del segnale di crominanza oppure all'uscita del secondo stadio di amplificazione. I livelli di segnale presenti su questi potenziometri es-

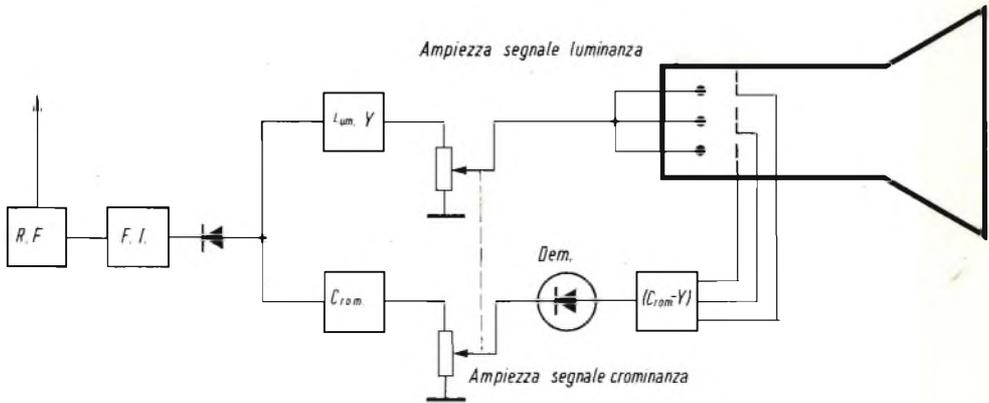


Fig. 9 - Regolazione del contrasto mediante potenziometri separati accoppiati meccanicamente.

segnali di luminanza e crominanza necessaria al buon funzionamento del regolatore del contrasto. C'è solo un inconveniente: il mantenimento del valore del nero nell'amplificatore di luminanza non sempre è facile da ottenere. Questo circuito è particolarmente indicato per gli stadi video transistorizzati. Il circuito per la regolazione del guadagno dell'amplificatore di crominanza (C.A.C.) dovrà con questo sistema di regolazione del contrasto, essere accolto in uno stadio prima del potenziometro di regolazione del contrasto.

Potenzimetri di regolazione separati

Nel circuito precedente il segnale completo regolato dal potenziometro del contrasto ha un livello relativamente basso (da 3 a 4 V). Nel circuito che prevede la regolazione separata delle ampiezze dei segnali di luminanza e di crominanza (fig. 9), il livello dei segnali di solito è elevato. Il potenziometro che regola l'ampiezza della componente di luminanza viene posto nella maggior parte dei casi all'uscita dell'amplificatore di luminanza mentre il potenziometro che varia l'ampiezza della componente di crominanza può essere sistemato nel circuito anodico

sendo più elevati permettono un migliore sfruttamento delle altre componenti del segnale (come l'impulso di sincronismo, il sincronismo del colore, il segnale audio, il segnale per il C.A.G.) che in questo caso non vengono influenzate dal regolatore del contrasto.

Il mantenimento del livello del nero nell'amplificatore di luminanza può essere effettuato con la massima precisione e parimenti senza difficoltà può essere attuata la regolazione automatica del guadagno dell'amplificatore di crominanza. L'esigenza di mantenere costante il rapporto tra le componenti di luminanza e di crominanza durante la regolazione del contrasto richiede ovviamente l'**accoppiamento meccanico** tra i due potenziometri le cui caratteristiche di variazione della resistenza dovranno essere perfettamente uguali. Questa ultima condizione è quella che rende difficoltoso questo sistema di regolazione del contrasto.

La regolazione del contrasto e il suo campo di azione

Il quesito se con la variazione del contrasto debba essere raggiunta una stanza della saturazione del colore è

nello stesso tempo un quesito del gusto e delle esigenze dello spettatore. Se si parte, per esempio, dal principio che l'immagine a colori una volta regolata all'atto dell'accensione dell'apparecchio non venga più cambiata, non diventa tanto vincolante la necessità di mantenere una rigorosa proporzionalità tra segnale di luminanza e segnale di cromaticità ad ogni variazione del contrasto. Si deve tener presente inoltre che il ricevitore ha effettivamente bisogno di un regolatore della saturazione mediante il quale possa essere variata a parte l'ampiezza del solo segnale di cromaticità.

È questo il motivo per cui nei ricevitori TVC americani si rinuncia ad una regolazione accoppiata (accoppiamento meccanico) del segnale di luminanza e del segnale di cromaticità.

In simili casi la regolazione dell'immagine viene effettuata nella seguente maniera: mancando il segnale di cromaticità (saturazione = 0), si regola per prima cosa il potenziometro della luminanza in maniera da far apparire sullo schermo una immagine in bianco e nero con un contrasto normale. Fatto ciò, si inserisce il colore agendo sul potenziometro della saturazione. Ci si rende subito conto che in questo caso la regolazione dell'immagine a colori è affidata quasi completamente al gusto dello spettatore e si rinuncia ad una riproduzione vincolata dalle ampiezze originali dei segnali. Per ogni nuova regolazione del contrasto dovranno essere quindi azionati due potenziometri.

Un sistema di regolazione del contrasto basato sul mantenimento di una rigorosa proporzionalità tra ampiezza del segnale di luminanza e ampiezza del segnale di cromaticità, non dovrebbe comprendere il potenziometro per la regolazione della saturazione oppure se questo fosse presente dovrebbe essere « nascosto » nel ricevitore e portare un segno di taratura indicante il valore di soglia.

Il campo di regolazione del contrasto non deve essere in un ricevitore a colori maggiore di 1:3, 1:4, per il semplice fatto che l'effetto-immagine di un'immagine a colori è determinato per lo più dalle differenze dei colori e poco dalle differenze di luminosità.

Regolazione dell'ampiezza del segnale di cromaticità

(saturazione del colore)

Siccome il potenziometro di regolazione della saturazione serve soltanto per variare la componente di colore voluta dal « gusto del colore » dello spettatore non sarà necessario prevedere per essa un ampio campo di variazione. In un ricevitore, se il segnale di luminanza e il segnale di cromaticità vengono regolati separatamente, dovrà essere possibile allora mediante il potenziometro per la regolazione della saturazione annullare completamente il segnale di cromaticità in modo da permettere l'esatta regolazione del contrasto sulla sola immagine in bianco e nero come già detto in precedenza. Il campo di regolazione dovrà tuttavia avere anche una certa « riserva » in direzione di una sovrasaturazione dell'immagine in maniera che anche in cattive condizioni di ricezione possano essere ottenute immagini a colori sufficientemente sature.

L'ampiezza del segnale di cromaticità, come indicano gli schemi di fig. 10 viene regolato nell'amplificatore di cromaticità. Tale regolazione può essere effettuata sia direttamente mediante un potenziometro sia indirettamente (per esempio, mediante una tensione di regolazione nel primo stadio dell'amplificatore di cromaticità).

Regolazione della fase del segnale di cromaticità

(la cosiddetta correzione del tono del colore o tinta del colore)

Nella trasmissione di segnali NTSC possono verificarsi degli errori di fase che devono naturalmente essere corretti. La regolazione **a mano** della fase per eventuali correzioni non è posta in verità per adattare l'immagine a colori al gusto cromatico dell'osservatore, come vedremo in seguito. Con la regolazione della fase è possibile ruotare la fase del segnale di cromaticità rispetto alla fase di riferimento del segnale di sincronismo del colore (burst). Come dimostra la fig. 11, si effettua in questa maniera una rotazione di tutto il diagramma vettoriale e di conseguenza si ottiene un cambiamento di tono di **tutti** i colori. Ma ciò in generale non

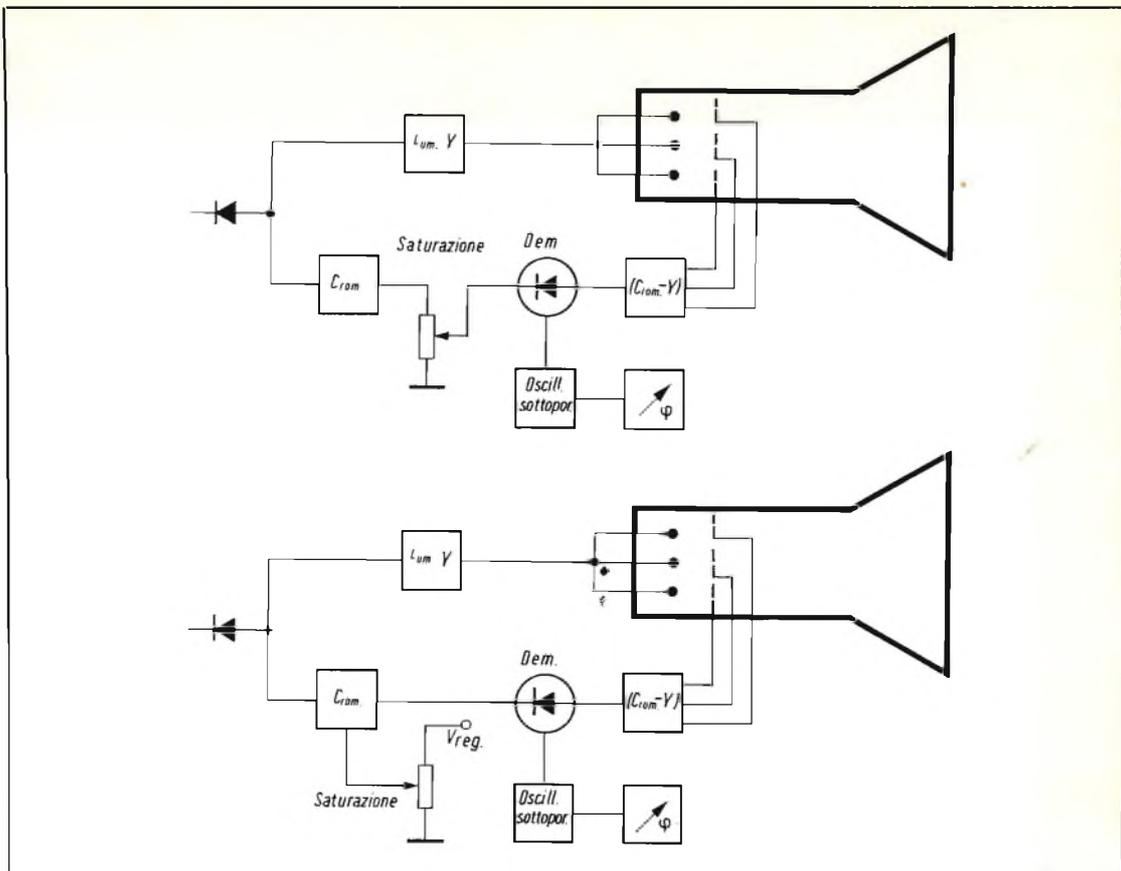
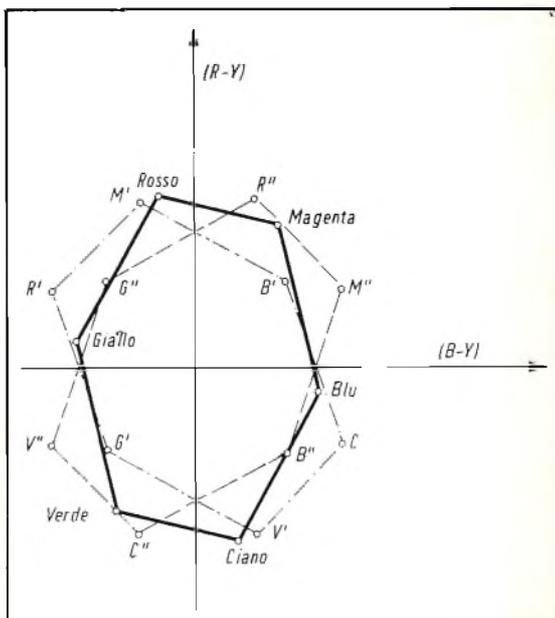


Fig. 10 - Regolazione della saturazione. - in alto - Mediante partizione della tensione.
 in basso - Mediante variazione dell'amplificazione dell'amplificatore del segnale di cromaticità.

Fig. 11 - Rappresentazione vettoriale del segnale di cromaticità.

A tratto e punto: rotazione di fase antioraria di 57° rispetto alla fase di riferimento (segnale di sincronismo del colore).

In tratto solo: rotazione di fase oraria di 33° rispetto alla fase di riferimento.



è desiderato. Solo in pochi casi una tale rotazione può risultare piacevole. È il caso per esempio, di immagini in cui sono presenti persone in costume e oggetti decorativi dei quali naturalmente non è possibile conoscere i colori veri originali. Al contrario l'osservatore reagisce prontamente nel caso di riproduzione errata dei colori della pelle. Siccome però in questo caso si tratta di colori poco saturi, (nei quali quindi l'ampiezza del segnale di luminanza è molto maggiore di quelle del segnale di cromaticità) una eventuale alterazione del loro tono di colore potrebbe essere causata anche da un'imperfetta messa a punto del punto del bianco del cinescopio. In questo caso, ovviamente, questo tono di colore sbagliato non può essere compensato con il regolatore della fase. Se si facesse ciò, si produrrebbe una

staratura del ricevitore riscontrabile non appena si ricevono altre immagini.

La regolazione della fase non consente quindi la variazione della tinta di un colore solo. Ciò apparirà più chiaro con riferimento alla fig. 11. Una rotazione del diagramma vettoriale in senso orario ottenuta agendo sul regolatore della fase del segnale di cromaticità produrrà uno spostamento della tinta del colore rosso verso il violetto mentre i gialli diventeranno rossastri e le tinte di colore blu diventeranno verdastre. A seconda di quali delle tre suaccennate tinte di colore prevale nella immagine, questa variazione della fase del segnale di cromaticità darà all'immagine una sensazione complessiva di colore « caldo » oppure « freddo ». Come si vede, in questo caso, la regolazione della tinta del colore è **plurivalente**.

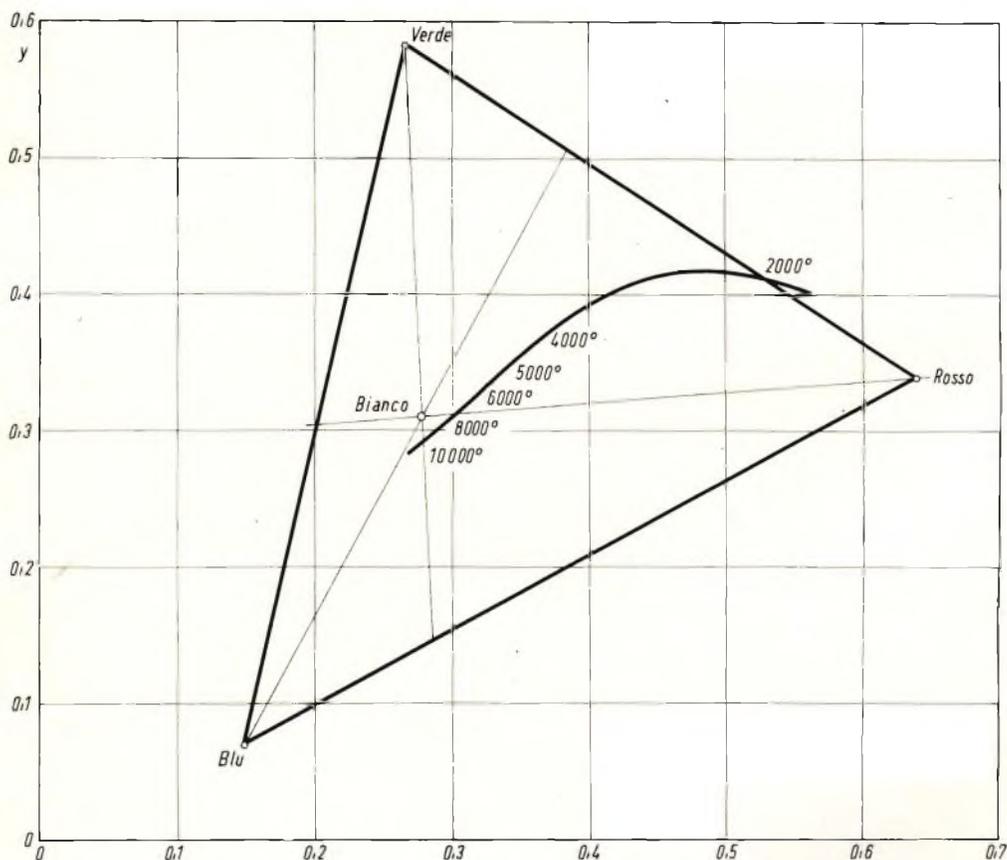


Fig. 12 - Triangolo del colore con indicato il punto del bianco e la curva della temperatura di colore del corpo nero.

PHILIPS

quaderni d'applicazione



il primo volume in italiano sull'argomento

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

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

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

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

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

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

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

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

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

La stessa cosa vale per una rotazione di tutto il diagramma vettoriale in senso antiorario: in questo caso i rossi diventeranno giallastri, i gialli verdastri e i blu tenderanno al violetto. Anche in questo caso non si ha una relazione « collegata » tra i vari cambiamenti di tinta. A questo inconveniente si aggiunge inoltre il fatto che l'occhio reagisce in maniera diversa alle varie differenze di tinta del colore.

Si consideri la figura 6. Una variazione del tono o tinta del colore significa in questo caso una rotazione intorno al punto del bianco. Anche in questo caso, la posizione degli assi degli ellissi può considerarsi una misura della sensibilità dell'occhio alla variazione del colore. Si può osservare infatti che specialmente nella zona dei gialli e dei colori della pelle (H), abbiamo una spiccata sensibilità dell'occhio alla variazione di tono del colore. In corrispondenza infatti di questi colori, gli assi minori degli ellissi si trovano proprio nella direzione della « rotazione dei colori ».

Concludendo possiamo dire che una eventuale regolazione della fase del segnale di cromaticità deve servire esclusivamente per correggere errori di fase dovuti alla trasmissione. Il potenziometro di regolazione dovrebbe portare un segno indicativo di « fase soglia » e non dovrebbe essere accessibile dall'esterno.

Regolazione del tono o tinta del colore

È possibile realizzare una regolazione del tono (tinta) del colore che permetta di ottenere colori più naturali variando invece della fase del segnale di cromaticità, il punto del bianco del cinescopio (per esempio, variando la componente blu). In questa maniera l'impressione generale di colore dell'immagine viene portata verso il rosso o verso il blu; ciò corrisponderebbe più che ad una variazione del tono di colore ad una variazione della temperatura di colore. Si vede come una variazione avvenga in natura.

La fig. 12 indica la posizione nel triangolo del colore dei vari punti di temperatura di colore. Si vede come una variazione della componente-blu in un dato campo significa una variazione lungo la curva della temperatura di colore. Ancora migliore sarebbe quella regolazione nella quale i tre segnali R, G e B venissero variati in maniera da realizzare uno spostamento del punto del bianco parallelo alla curva della temperatura di colore. Un tale spostamento sarebbe possibile mediante la regolazione del tono del bianco con la quale oltretutto è possibile variare il carattere del tono di colore dell'immagine in maniera più corrispondente ai dati pratici. In questa maniera, è possibile infine raggiungere un perfetto adattamento dell'immagine a colori all'illuminazione dell'ambiente.

L. C.

Mister T.C. Philips Presidente della Raytheon, a commento della cifra record di 852 milioni di dollari fatturati nei primi mesi di quest'anno, ha dichiarato che ciò è da attribuirsi « alla aumentata efficienza ed alla migliore utilizzazione dei prodotti sia negli affari militari che commerciali, nonché alla eliminazione delle perdite causate in passato dalla Elsi S.p.A. ».

Dopo una inattività di 2 anni, saranno ripresi i lanci a Kiruna (Svezia) per lo studio della ionosfera.

Quattro razzi equipaggiati con strumenti realizzati dal Laboratorio di Uppsala sono pronti per il lancio che avverrà in collaborazione con la NASA che, oltre ai razzi ha fornito anche alcuni componenti elettronici.

La Telespazio S.p.A. installerà nella sua stazione del Fucino una terza antenna, destinata alle comunicazioni via satellite col Medio e l'Estremo Oriente. Tale antenna, che entrerà in funzione fra 12 mesi circa, sarà collegata con il satellite Intelsat sull'Oceano Indiano e servirà anche per la televisione e le trasmissioni di dati.

L'« ORF », ente televisivo austriaco, ha commissionato alla RCA negli Stati Uniti, lo studio di un centro televisivo a colori, nonché le relative apparecchiature, di cui Vienna necessita.

COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

TELEVISIONE
A COLORI

I CIRCUITI PER LA CONVERGENZA STATICA E DINAMICA

VIII Parte

Si illustra un circuito per la convergenza statica e dinamica già sperimentato e adottato in televisori a colori di serie. I componenti sono tutti disponibili e pertanto come il circuito di cromaticità già illustrato in precedenza, anche questo circuito di convergenza può essere facilmente realizzato dal tecnico TV che ci ha seguiti in queste nostre descrizioni.

Siamo giunti alla descrizione di un circuito **pratico** per ottenere la convergenza statica e dinamica dei raggi di elettroni del cinescopio a maschera. I circuiti di convergenza, come quelli di cromaticità sono i circuiti con i quali il tecnico TV deve familiarizzarsi. Sono le cose nuove che esso incontrerà nel suo futuro lavoro. Per questo motivo ci siamo un po' dilungati nella loro illustrazione e descrizione.

Generalità sul progetto di questo circuito

Abbiamo visto che durante la scansione la convergenza dei tre fascetti di elettroni deve essere mantenuta su **tutte** le parti dello schermo. Ciò si ottiene aggiungendo ai campi magnetici statici, campi magne-

tici **dinamici**, a frequenza rispettivamente di riga e di quadro. Questi campi magnetici dinamici si ottengono facendo passare nelle bobine montate sugli stessi nuclei magnetici usati per la convergenza statica, correnti alternate con forme di onda rispettivamente a parabola e a dente di sega.

Questo circuito di convergenza presentato dalla **Philips** riduce al minimo l'interazione tra le regolazioni della parabola e del dente di sega e di conseguenza semplifica enormemente le operazioni per la messa a punto della convergenza. Altra semplificazione è quella di aver sostituito per la effettuazione della convergenza statica i magnetini a disco con correnti con-

tinue (derivate da una sorgente stabilizzata) fatte circolare nelle bobine che servono per la convergenza dinamica verticale. Questa sostituzione oltre al vantaggio di poter mettere a punto la convergenza statica stando di fronte al televisore offre una maggiore stabilità della convergenza statica stessa nei confronti delle variazioni della temperatura.

Convergenza dinamica orizzontale del rosso e del verde

Nella maggior parte dei circuiti di convergenza, le correnti a parabola e a dente di sega richieste per ottenere la convergenza dinamica orizzontale si ottengono mediante integrazione degli impulsi di ritorno di riga prelevati dal trasformatore di riga. Siffatti circuiti di convergenza vengono accordati ad una frequenza tale per cui in essi viene a circolare una corrente la cui forma d'onda s'avvicina con grande approssimazione a quella di una parabola. Questi circuiti come già abbiamo visto, presentano notevoli difficoltà in sede di messa a punto in quanto il regolatore dell'ampiezza (parabola) ed il regolatore della fase (dente di sega) operano indipendentemente l'uno dall'altro.

Partendo da queste considerazioni si è pertanto progettato un circuito nel quale come sorgente delle forme d'onda viene impiegata la **corrente circolante nelle bobine di deflessione di riga**. La forma della corrente che circola nelle bobine di deflessione di riga è molto adatta per effettuare la convergenza dinamica orizzontale. In questo caso non si richiede un'ulteriore integrazione di questa forma d'onda in quanto una integrazione più che sufficiente della tensione a dente di sega viene effettuata dalla stessa induttanza della bobina di convergenza. In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di un siffatto circuito.

Circuito di convergenza dinamica orizzontale

Questo circuito è stato progettato originariamente per un ricevitore con EAT separata. È preferibile collegare le bobine di convergenza sul punto «freddo» del trasformatore di uscita di riga (presa centrale dell'avvolgimento per la deflessione, terminale 6, AT 2051/00) per il fatto che attraverso l'altra parte dell'avvolgimento di deflessione di questo trasformatore scorre anche la corrente primaria. Nel circuito primario scorre una corrente che è

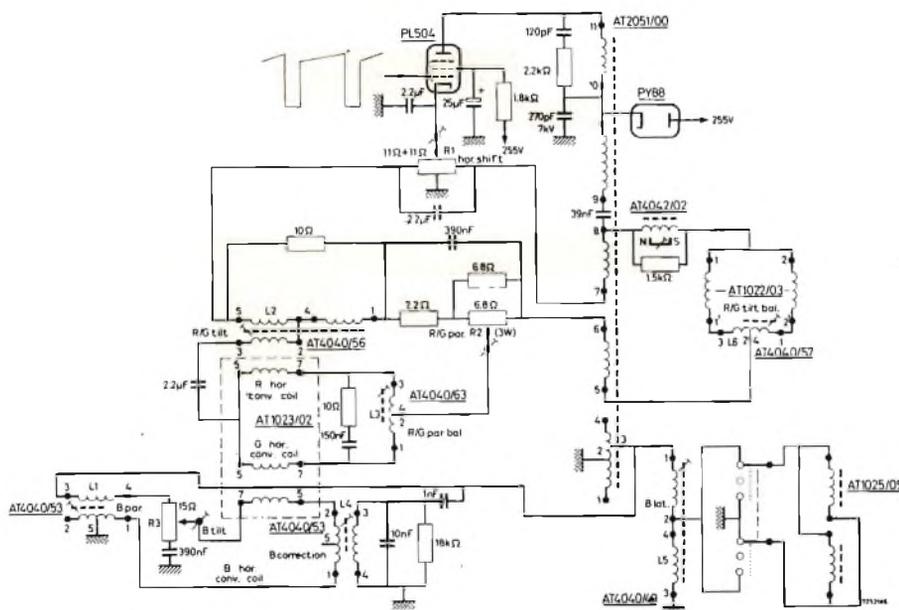


Fig. 1 - Circuito pratico per la convergenza dinamica orizzontale del rosso e del verde

in opposizione di fase con la corrente circolante nella bobina di deflessione.

La tensione a dente di sega necessaria per ottenere la corrente a parabola per la convergenza è ottenuta mediante una combinazione di resistori e di un potenziometro (R_2) inserito in serie alla catena di deflessione. La potenza dissipata nel potenziometro viene ridotta mediante resistori collegati in serie ed in parallelo. È consigliabile di non variare la resistenza-serie della catena di deflessione allo scopo di non rendere dipendente la linearità orizzontale dal regolatore dell'ampiezza R/V. Con il potenziometro R_2 è possibile variare la corrente a parabola circolante nelle bobine di convergenza del rosso e del verde entro i valori di 200 mA_{pp} e 500 mA_{pp}.

Abbiamo visto che l'inserimento di questa combinazione di resistori, ai capi della quale si forma una caduta di tensione di circa 15 V_{pp}, tende a peggiorare la linearità orizzontale. Quest'ultima può comunque essere compensata con il regolatore di linearità (AT 4042/02).

In fig. 2 è illustrata l'influenza del regolatore della parabola R/V sulla deflessione dei fascetti del rosso e del verde.

Bilanciamento della parabola R/V

La regolazione « differenziale » della parabola del rosso e del verde viene effettuata da un'induttanza variabile (L_3) con presa centrale (AT 4040/63). Un'ulteriore estensione del campo di azione di questa regolazione è stata ottenuta mediante una combinazione RC posta in parallelo alla bobina di bilanciamento della parabola. Il funzionamento di questa regolazione è illustrato nella fig. 2b.

Regolazione dell'inclinazione della parabola R/V

Questo circuito di convergenza impiega anche una unità di controllo AT 4040/57 per la regolazione dell'inclinazione della parabola R/V. Questa induttanza regolabile con presa centrale (L_6) viene inserita in serie alle due parti della bobina di deflessione di riga dell'unità AT 1022/03.

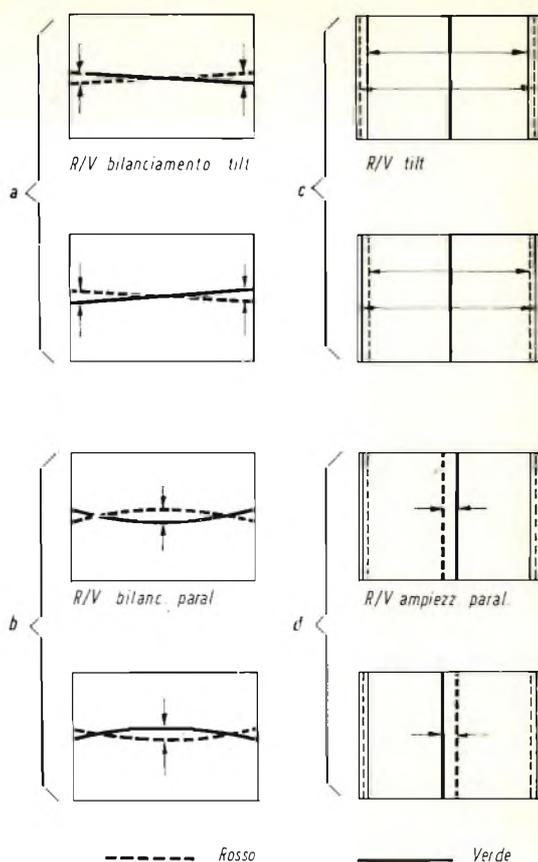


Fig. 2 - Messa a punto della convergenza del rosso e del verde mediante un segnale a reticolo.

La bobina L_6 viene regolata in maniera che le righe rosse e verdi orizzontali risultino parallele al centro dello schermo.

Si è visto che questa bobina che bilancia l'inclinazione della parabola R/V e con la quale si ottiene la simmetria elettrica delle due parti della bobina di deflessione di riga contribuisce in maniera considerevole al miglioramento della convergenza in generale.

Il funzionamento di questa regolazione è illustrato nella fig. 2a.

Inclinazione della parabola R/V

Un'induttanza variabile (L_2) posta in serie al potenziometro R_2 produce nelle bobine di convergenza una componente di corrente a dente di sega (inclinazione

della parabola R/V). A seconda della posizione del nucleo, è possibile sovrapporre alla componente a parabola una componente di corrente a dente di sega positiva o negativa. Il funzionamento di questa regolazione è illustrato in fig. 2c. Il campo di variazione di questa regolazione è $\pm 120 \text{ mA}_{pp}$.

Regolazione dello spostamento orizzontale (R_1)

Per impedire che la corrente continua richiesta per lo spostamento in senso orizzontale del raster possa circolare nelle bobine di convergenza del rosso e del verde, si è dovuto inserire un condensatore di blocco da $2,2 \mu\text{F}$. Si dovrà scegliere un tipo capace di lasciar passare una corrente con valore efficace di circa 100 mA_{pp} .

La resistenza aggiuntiva posta in serie al circuito dell'unità di deflessione riduce il campo di regolazione dello spostamento orizzontale del raster a circa 30 mm.

Circuito di convergenza dinamica orizzontale radiale del blu

Il circuito di convergenza dinamica orizzontale **radiale** del blu non preleva il segnale dallo stesso punto dove lo preleva il circuito della convergenza dinamica del rosso e del verde. Ciò per i seguenti motivi.

La tensione del blu se venisse prelevata dalla stessa sorgente usata per la convergenza del rosso e del verde, esigerebbe pressochè il raddoppio del valore del resistore posto in serie alla bobina di deflessione. In questo caso il regolatore della linearità orizzontale dovrebbe dare elevate prestazioni.

Si è pensato pertanto di « alimentare » il circuito per la convergenza dinamica **radiale** del blu con impulsi di ritorno prelevati dal trasformatore d'uscita di riga. La forma d'onda della corrente è stata migliorata impiegando una bobina aggiuntiva (L_1) mediante la quale è possibile sovrapporre alla corrente di convergenza del blu una componente di seconda armonica. Ciò ha permesso di ottenere una migliore convergenza orizzontale del blu su gran parte dello schermo in special modo ai bordi del medesimo.

Siccome la convergenza dinamica orizzontale del blu sia **radiale che laterale**, rappresenta un notevole carico per lo stadio finale di riga, si consiglia di mettere a punto per prima la convergenza orizzontale sia laterale che radiale del blu e successivamente la convergenza orizzontale del rosso e del verde. Il funzionamento di queste regolazioni è illustrato nelle figg. 3a, 3b e 3c.

Circuito per la convergenza dinamica laterale del blu

Con il circuito della convergenza dinamica laterale del blu si provvede a correggere qualsiasi spostamento laterale del blu rispetto ai punti luminosi coincidenti del rosso e del verde. L'ampiezza della corrente per la correzione dinamica laterale del blu viene regolata mediante L_5 . Può accadere che non si richieda alcuna correzione laterale dinamica del blu oppure che si richieda una corrente di correzione laterale dinamica del blu ma in direzione opposta. Un commutatore provvede a soddisfare queste due esigenze. Il funzionamento del circuito per la convergenza dinamica laterale del blu è riportato nella fig. 3d.

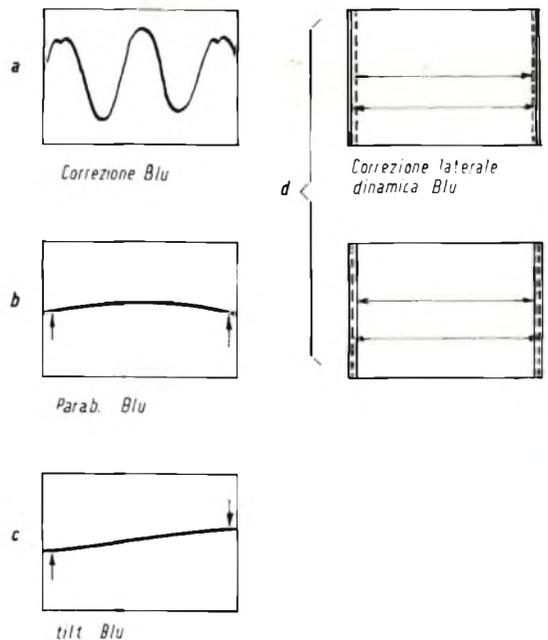


Fig. 3 - Messa a punto della convergenza del blu mediante un segnale a reticolo.

CONVERGENZA STATICA

Per la convergenza statica dei tre fascetti si richiedono tre campi magnetici statici. Questi campi possono essere prodotti sia mediante dei dischetti magnetici posti in testa a ciascun elettromagnete sia facendo circolare delle correnti continue altamente stabilizzate nelle bobine per la convergenza dinamica verticale (fig. 4). I magneti a disco producono tramite il nucleo in Fxb un campo magnetico costante o statico che attraversa le espansioni polari. Gli assi dei tre can-

La tendenza attuale è pertanto quella di attuare la convergenza statica non con magneti ma **eletttricamente** mediante potenziometri che potendo essere posti sul davanti del televisore permettono di effettuare l'operazione di messa a punto della convergenza statica in maniera rapida e più precisa.

Circuito per la convergenza statica elettromagnetica

Per mettere a punto elettricamente la convergenza statica si usano, come già

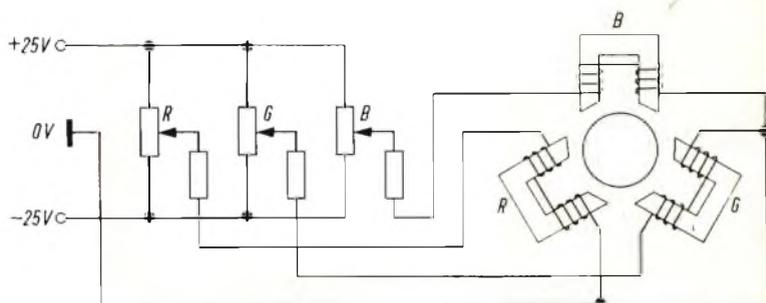


Fig. 4 - Schema elettrico semplificato di un circuito per la messa a punto della convergenza statica.

noni sono spostati di 120° l'uno rispetto all'altro e di conseguenza lo spostamento dei tre fascetti avrà luogo radialmente lungo raggi a 120° l'uno rispetto all'altro. Per fare convergere il fascetto del blu con il punto di convergenza degli altri due fascetti, oltre agli spostamenti in senso radiale dei tre fascetti bisognerà provvedere a far spostare il raggio del blu anche in senso laterale.

Come già detto, compito della convergenza statica è quello di correggere la direzione dei tre fascetti di elettroni in maniera che essi si sovrappongano l'uno sopra l'altro al centro dello schermo.

In generale la messa a punto della convergenza statica è quasi sempre influenzata dalle regolazioni della convergenza dinamica. In pratica questa interdipendenza rappresenta un vero « handicap » in quanto i magneti della convergenza statica essendo montati sull'unità di convergenza non sono facilmente accessibili stando di fronte allo schermo del ricevitore.

detto, le bobine per la convergenza verticale nelle quali si fa circolare una corrente continua ottenendo in questo modo il campo magnetico costante desiderato. (fig. 5)

Per questo scopo è possibile impiegare l'unità di convergenza AT 1023/02 sprovvista dei magneti a disco. L'uso delle bobine verticali, richiede condensatori di blocco di c.c. allo scopo di ridurre la potenza complessiva richiesta per produrre i suddetti campi magnetici. Per avere una corretta convergenza statica anche nel caso di fluttuazioni della tensione di rete è necessario usare sorgenti che diano una corrente stabilizzata. Questo è il motivo per cui le tensioni continue necessarie alla convergenza statica vengono ottenute raddrizzando la tensione di scansione prelevata dal trasformatore d'uscita di riga. Queste tensioni continue di circa ± 27 V possono essere usate anche per alimentare altri circuiti del televisore.

L'entità dello spostamento dei fascetti richiesto per la convergenza statica esclu-

so l'effetto della convergenza dinamica è circa ± 10 mm. La corrente continua necessaria per poter effettuare lo spostamento massimo in una data direzione è circa 7 mA.

La resistenza di ciascuna bobina di convergenza di quadro è circa 170Ω ; ciò offre la possibilità di impiegare tra la sorgente di tensione e le bobine di convergenza di quadro un resistore in serie di notevole valore e di conseguenza è possibile trascurare del tutto l'influenza che le variazioni della temperatura potrebbero avere su queste bobine.

ta di essere di poco differenziata per ottenere denti di sega di corrente circolanti nelle bobine medesime. Questa leggera differenziazione è ottenuta con una rete RC ($2 \times 25 \mu\text{F}/150 \Omega$) che riduce il contenuto a dente di sega di questa tensione rispetto al suo valore di picco.

Le bobine per la convergenza verticale del blu richiedono tensioni con componenti a dente di sega e a parabola molto ridotte rispetto a quelle richieste per le bobine del rosso e del blu. Di conseguenza, l'impedenza complessiva in serie a queste ultime sarà maggiore e il rapporto

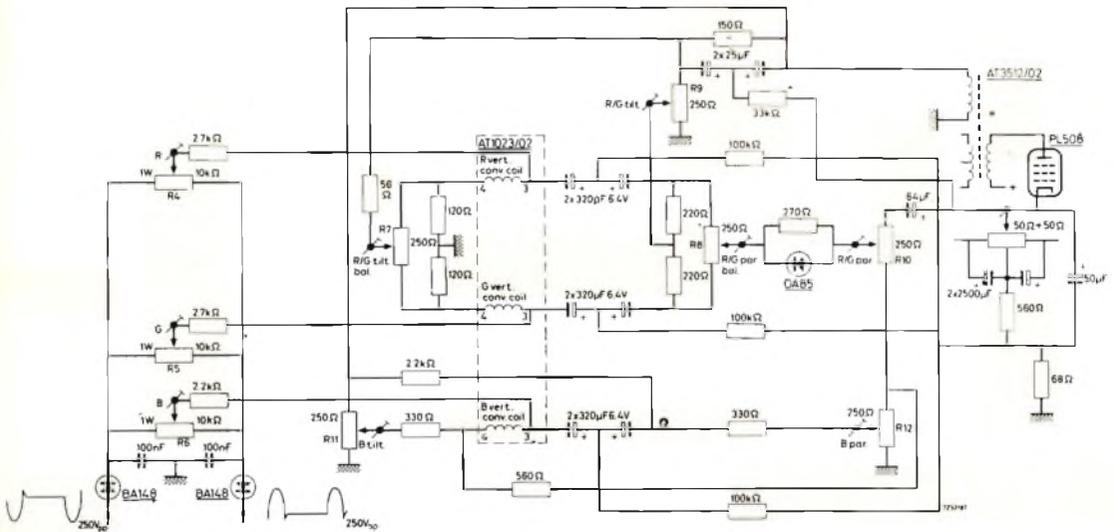


Fig. 5 - Circuito pratico per la convergenza dinamica verticale e per la convergenza statica.

CIRCUITO PER LA CONVERGENZA VERTICALE

Per il circuito della convergenza verticale i segnali con forma d'onda a parabola e a dente di sega vengono presi da differenti sorgenti. (fig. 5).

La tensione a dente di sega viene prelevata da un avvolgimento separato del trasformatore d'uscita di quadro. A causa del valore elevato del rapporto induttanza/resistenza delle bobinette di convergenza verticale, questa tensione necessari-

amente induttanza/resistenza risulterà pertanto ridotto. Per le bobine di convergenza del blu potrà quindi essere usata la tensione d'uscita presa direttamente dall'avvolgimento separato del trasformatore d'uscita di quadro.

Il circuito di convergenza di quadro è stato dimensionato in maniera da aver bisogno soltanto di una tensione a dente di sega di polarità positiva. La componente a parabola della corrente inviata nelle bobine di convergenza di quadro viene ricavata dal circuito catodico della

NOVO Test

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) • REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω • FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condensatore esterno) • VOLT USCITA 6 portate: 1,5 V (condens. esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 dB • CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (alimentazione batteria Interna). Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm 115, graduazione in 5 colori.

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Cassinelli & C.



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



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

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

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

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

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

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

TERMOMETRO A CONTATTO
PER LA MISURA Istantanea
DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N
campo di misura da -25° a +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 - RIEM
Via A. Cadamosto, 18
- FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Fra 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 Oseno 25
- ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice 15
- TORINO - Radotto e Dr. Branc Pamè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

B R E V E T T A T O

valvola finale di quadro. Per poter inviare nelle bobine di convergenza di quadro una corrente parabolica con forma d'onda corretta è necessario aggiungere alla tensione a parabola presente nel circuito catodico della finale di quadro una tensione a dente di sega. Ciò è dovuto anche in questo caso all'elevato rapporto R/L delle bobine di convergenza.

Un ulteriore miglioramento della forma d'onda si ottiene con l'inserzione di un diodo (OA 85) il quale riduce l'influenza della tensione a parabola al centro dello schermo.

Lo schema elettrico del circuito è indicato in fig. 5.

MESSA A PUNTO DEI CIRCUITI DI CONVERGENZA ORIZZONTALE E VERTICALE (fig. 2 e 3)

Per la messa a punto dei circuiti di convergenza si è usato un segnale a reticolo.

1. Convergenza orizzontale del blu

Rendere la riga blu orizzontale al centro dello schermo più diritta possibile in modo da essere parallela alle righe rossa e verde regolando la parabola del blu (L_1), l'inclinazione del blu (R_3) e la correzione del blu (L_4).

2. Bilanciamento dell'inclinazione R/V

Si sopprime il fascetto del blu togliendo la tensione sulla griglia schermo V_{g2} del relativo cannone. Successivamente si regoli L_6 (bilanciamento dell'inclinazione R/V) in maniera che le righe centrali orizzontali rosse e verdi risultino parallele.

3. Convergenza R/V verticale

Regolare il bilanciamento dell'inclinazione R/V fino ad ottenere ampiezze verticali uguali del rosso e del verde.

4. Bilanciamento della parabola R/V verticale

Regolare il bilanciamento della parabola R/V in maniera da rendere equidistanti le righe rosse e verdi orizzontali lungo la riga verticale al centro dello schermo.

5. Inclinazione del R/V verticale

Regolare l'inclinazione R/V in maniera che le righe rosse e verdi verticali in alto e in basso al centro dello schermo siano parallele.

6. Parabola R/V verticale

Regolare la parabola R/V in modo da raddrizzare le righe verticali al centro dello schermo.

7. Ritarare la convergenza statica

CONVERGENZA ORIZZONTALE R/V

8. Regolare la bobina di bilanciamento della parabola (L_3) in maniera da rendere diritte le righe orizzontali rosse e verdi al centro dello schermo.

9. Se è necessario si ritocchi la bobina di bilanciamento dell'inclinazione R/V orizzontale.

10. Regolare l'inclinazione R/V in maniera che le righe rosse e verdi verticali lungo la linea centrale siano equidistanti in corrispondenza del lato destro e sinistro della immagine.

11. Regolare la parabola R/V (R_2) in maniera che la distanza tra le righe verticali rosse e verdi al centro dello schermo sia uguale alla distanza esistente tra le righe verticali rosse e verdi a destra e a sinistra dell'immagine. Fatto ciò si otterranno i reticoli rosso e verde paralleli.

12. Regolare la convergenza statica del rosso e del verde in maniera che le righe rosse si sovrappongano alle righe verdi.

CONVERGENZA VERTICALE DEL BLU

13. Regolare fino ad ottenere ampiezze uguali del blu e del rosso/verde mediante il potenziometro dell'inclinazione del blu.

14. Regolare la parabola del blu in maniera che le righe blu e rosse/verdi orizzontali siano equidistanti lungo la riga verticale al centro dello schermo.

CONVERGENZA ORIZZONTALE DEL BLU

15. Si ritocchi la convergenza orizzontale **radiale** del blu in maniera che la riga blu orizzontale al centro dello schermo risulti parallela con la riga rosso/verde (giallo).
16. Regolare la convergenza delle righe blu verticali lungo la riga orizzontale al centro dello schermo mediante il controllo blu laterale (L_5).
17. Ritoccare la convergenza statica e laterale.

Con queste semplici regole per la messa a punto della convergenza statica e dinamica termina questa serie di articoli sul televisore a colori. Ci siamo sforzati di illustrare nella maniera più semplice possibile la sezione cromaticità e convergenza. Di queste due sezioni abbiamo dato due circuiti pratici, provati e collaudati in un gran numero di ricevitori di normale produzione.

L. C.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

 **MENTOR**

Interruttori miniatura
a levetta, rotativi, a pulsante.
Componenti del sistema modulare



Mentor:

interruttori miniatura,
lampade di segnalazione,
prese da pannello.
Interruttori a molla,
interruttori termici a bimetallo,
con più contatti.
Dispositivi di bloccaggio
e di accoppiamento
per il comando
di elementi ruotanti.
Spine miniatura.



MENTOR - Ing. Dr. Paul Mozar
4 Düsseldorf - Gerresheim - Postfach 206

Rappresentante per l'Italia:

Società Generale Elettronica Italiana S. p. A.
Via Gluck, 55 - 20125 Milano - Tel. 2477323

UN UOMO FATTO DA SE'



agenzia dolci 300

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 lo stesso le date in cui volevo ricevere le lezioni e pagarne volta per volta il modesto 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



Franchigia a carico
 del destinatario da
 addebitarsi sul conto
 credito n. 126 presso
 l'Ufficio P.T. di Torino
 A.D. - Aut. Dir. Prov.
 P.T. di Torino n. 23616
 1948 del 21-3-1955



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

108

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

(SEGNARE COSÌ IL CORSO CHE INTERESSA)

RADIO ELETTRONICA TV - LINGUE
 FOTOGRAFIA CORSI PROFESSIONALI
 ELETTROTECNICA

MITTENTE - NOME _____

COGNOME _____

VIA _____

COD. POST. _____ CITA' _____ PROV. _____



LA DISTRIBUZIONE A PARTITORI DEI SEGNALI D'ANTENNA TV

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

La fig. 1 mostra lo schema di un distributore di segnali proveniente da una antenna TV. Nello schema i cavi di collegamento hanno soltanto la funzione di portare i segnali ai vari televisori e la loro lunghezza non ha alcuna influenza sul distributore, il cui circuito equivalente è dato in fig. 2. In esso i cavi di collegamento sono stati soppressi, mentre l'antenna è rappresentata dalla sua resistenza R_a e le entrate dei televisori dalle rispettive resistenze, il cui valore è eguale a quello dell'antenna.

Essendo indispensabile l'adattamento di impedenza, si impongono le seguenti condizioni:

1) Stabilito il valore d'impedenza dell'antenna in R_a Ohm, tutta la rete facente capo ad essa deve avere una impedenza di valore equivalente, non tenendo conto dell'impedenza propria dell'antenna (Figura 3).

2) Se si considerano i due morsetti di entrata A e B di uno qualsiasi dei televisori da collegare al partitore (la Fig. 2

Fig. 1

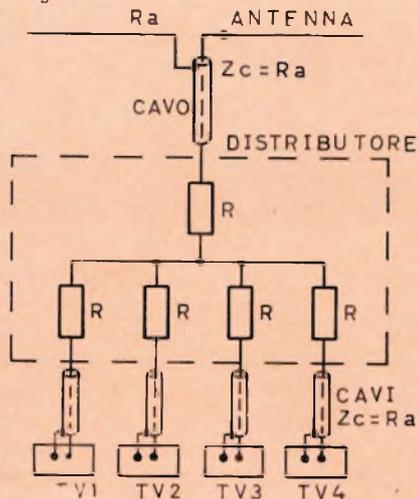
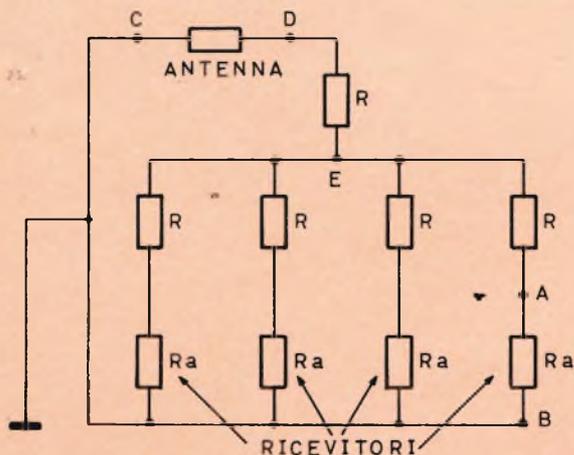


Fig. 2

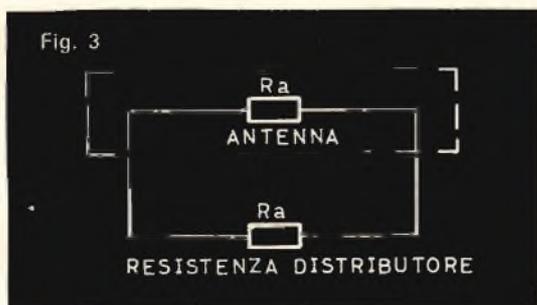


ne indica solo 4 a titolo di esempio), si intuisce la necessità che tutto l'insieme esterno, costituito dall'antenna di R_a Ohm, dal distributore di $N + 1$ resistenze di R Ohm, nonché dalle impedenze d'entrata dei vari televisori, sia sempre di R_a Ohm.

TABELLA I

N	R in Ω
1	0
2	25
3	37,5
4	45
5	50
6	53
7	56
8	58
9	60
10	61
12	64
15	66
18	67
20	68

Nella tabella 1 sono indicati i valori di R per $R_a = 75$ Ohm, per un numero di televisori collegati variabile da 1 a 20. Se il valore dell'impedenza d'entrata è di 300 Ohm, il valore R indicato dalla tabella deve essere moltiplicato per il quoziente dato dai due valori: per esempio, $300/75 = 4$, quindi $R = R \times 4$.



La condizione 2) è soddisfatta per ragioni di simmetria, dato che l'insieme R ed R_a dell'antenna, collegato fra C ed E, forma uno degli elementi del circuito composto da $N + 1$, collegamenti formati da R ed R_a in serie. E ciò che vale per EDC vale anche per EAB, dato che i punti C e B sono entrambi collegati a massa.

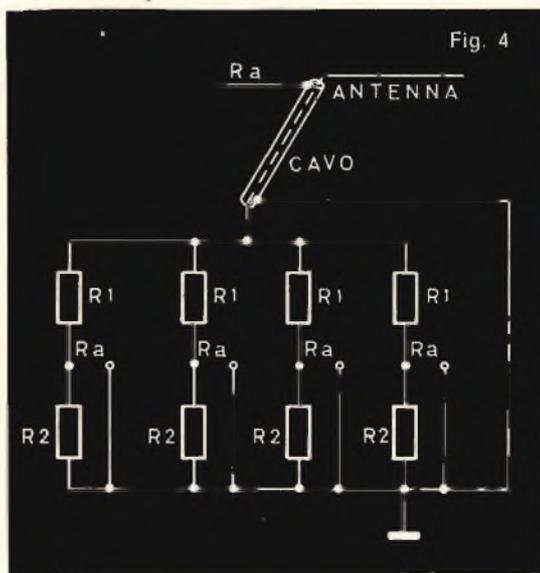
Un altro tipo di distributore, di cui la Fig. 4 mostra lo schema di collegamento dei televisori e della antenna, richiede due resistenze R_1 ed R_2 per ogni televisore. Il diagramma equivalente è dato in Fig. 5. Si ha:

$$R_1 = A_1 R_a$$

$$R_2 = A_2 R_a.$$

TABELLA II

N	A_1	A_2
2	1,33	2
3	2,4	1,5
4	3,4	1,33
5	4,4	1,25
10	9,5	1,11
15	14,4	1,07
20	19,5	1,05



La tabella II indica i valori dei coefficienti A_1 ed A_2 per un numero di televisori compreso fra 2 e 20. La tabella III indica il valore del rapporto e'/e , esprime rispettivamente la tensione ai capi dell'antenna e la tensione all'ingresso di ogni singolo televisore. Con questo sistema di distribuzione la tensione ottenuta all'ingresso di ciascun televisore risulta

ridotta di circa la metà rispetto a quella ottenuta col distributore di Fig. 1.

Distribuzione a linea di trasmissione

Questo distributore, ideato da M. Greuet, è illustrato in Fig. 6. Lo schema non differisce da quello a stella se non per la sostituzione della resistenza inserita nel filo connesso al cavo d'antenna, mediante un cavo trasformatore d'impedenza a 1/4 di lunghezza d'onda.

I valori degli elementi R_b ed R dipendono dal numero N dei televisori da ali-

Il calcolo e l'esperienza mostrano che la sostituzione di una resistenza con un cavo adattatore 1/4 d'onda consente una riduzione delle perdite e dell'attenuazione, il cui indice è dato in tabella IV come valore K . Così, nel caso di $N = 20$, la tensione captata dall'antenna, mentre in un distributore a stella con resistenze la tensione si riduce di N volte (vale a dire che per $N = 20$ essa scende al 5% del valore disponibile), in un distributore a linea di trasmissione la tensione disponibile all'ingresso di ogni ricevitore è del 16%.

TABELLA III

N	e'/e
1	1
2	0,33
3	0,2
4	0,143
5	0,111
10	0,053
15	0,0342
20	0,0255

mentare, dal valore comune R_a della impedenza d'antenna dei cavi di collegamento e di quella d'entrata degli N ricevitori.

Nella tabella IV sono indicati i valori di R_b , R e K per un numero di televisori compreso fra 2 e 20, per impedenza d'antenna (R_a) di 75 Ohm.

TABELLA IV

N	$R_b \Omega$	$R \Omega$	K
2	66	37,5	0,58
4	50	56	0,38
8	36	65	0,26
10	35	67	0,225
15	27	70	0,185
20	23	71	0,16

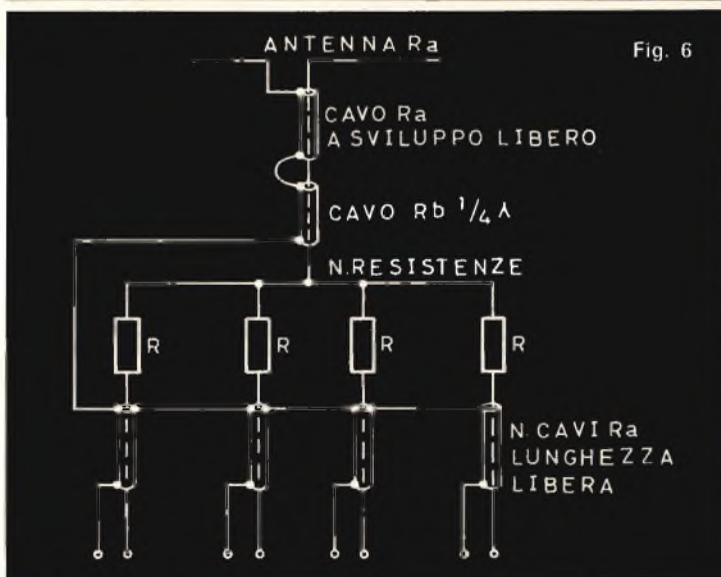
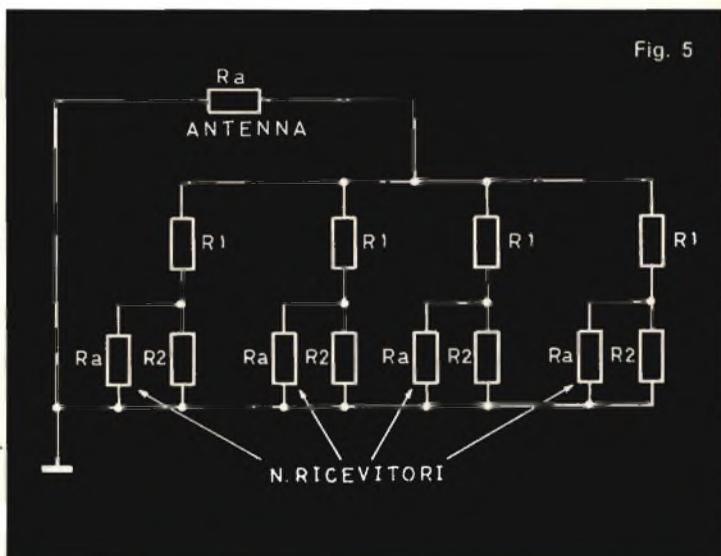


Fig. 7

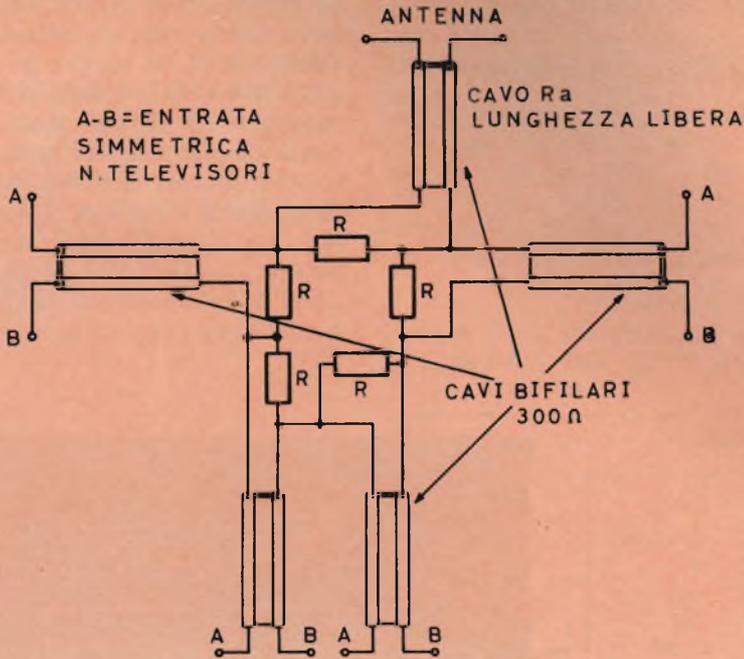
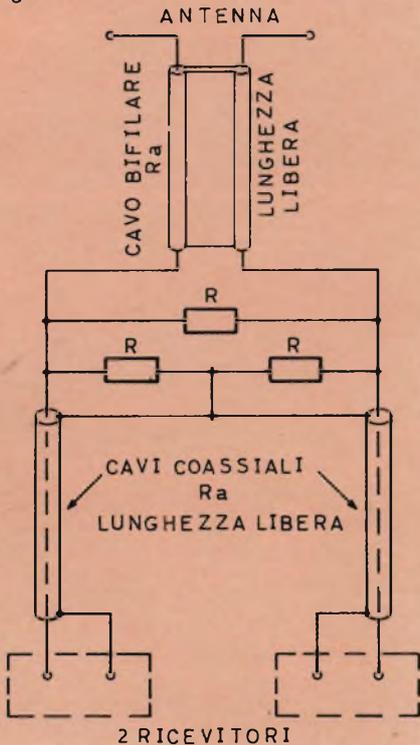


Fig. 8



Come tutti i distributori a resistenze, anche il distributore Greuet è ad adattamento integrale; vale a dire che se si considerano gli $N + 1$ elementi (la sorgente di tensione HF, l'antenna e i televisori), ciascun elemento richiede una impedenza di eguale valore. Questo distributore comporta, come si è visto, un circuito accordato: il tratto di cavo ad $1/4$ della lunghezza d'onda, rispetto alla lunghezza d'onda media della banda di frequenze da ricevere. Dalle misure è risultato che la larghezza di banda è più che sufficiente per una corretta ricezione. Nel caso di $N = 10$ televisori, l'attenuazione in funzione della frequenza fra 130 e 240 MHz è contenuta fra 12,5 e 14 dB.

Distributore per televisori ad entrata simmetrica.

È questo il caso degli apparecchi televisivi e delle antenne con impedenza di 300 Ohm collegati con cavo bifilare. Un distributore a resistenze per collegamento simmetrico è dato in Fig. 7. Il valore di R è indicato in tabella V. Il principale inconveniente di tale circuito risiede nel

amplificatori di potenza a transistor

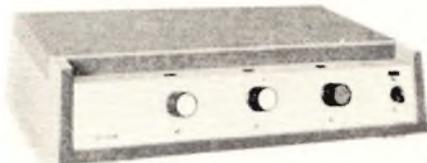


- circuiti stampati
- risposta di frequenza lineare da 60 a 12.000 Hz
- minima dispersione di calore
- alimentazione in corrente alternata
- linea moderna
- ingombro ridotto
- elevate prestazioni

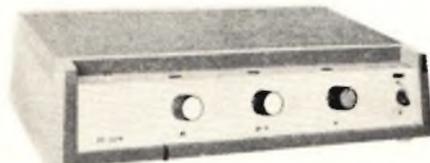
PHILIPS



EL 6623: 35/50 W - due entrate per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.



EL 6621: 10/15 W - un'entrata per microfono ed una per musica - regolatore di tonalità - uscita 2,5 ÷ 8 Ohm.



EL 6622: 20/30 W - un'entrata per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - alimentazione di emergenza in c.c. 24 ÷ 28,8 V - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

■ amplificazione ■ traduzione simultanea ■ ricerca persone ■ riverberazione
■ registrazione professionale ■ televisione a circuito chiuso ■ radiotelefoni.

collegamento affiancato dei cavi provenienti dai televisori e dalla separazione conseguentemente ridotta fra i vari ricevitori che possono disturbarsi reciprocamente.

TABELLA V

N	R Ω	N	R Ω
2	900	12	350
3	600	14	347
4	500	16	340
6	420	18	336
8	385	20	332
10	366		

Nel caso di due soli ricevitori da alimentare è possibile realizzare il collegamento mediante cavi coassiali con il conduttore esterno (calza schermante) connesso alla massa. La Fig. 8 ne indica i particolari schematici. Se $R_a = 75 \text{ Ohm}$, R risulterà eguale a 225 Ohm , valore non critico e assai vicino a 300 Ohm .

È altresì possibile collegare l'antenna 75 Ohm al distributore con un cavo bifi-

lare di 75 Ohm , in modo da evitare l'abituale collegamento errato di un'antenna simmetrica ad un cavo asimmetrico quale è il cavo coassiale.

Questo distributore può essere applicato ad un'antenna con impedenza diversa da quella di entrata dei televisori. È sufficiente in tal caso valersi di un cavo adattatore $1/4$ di lunghezza d'onda, inserito fra l'antenna e il distributore.

Se R_a è l'impedenza dell'antenna ed R_r quella del ricevitore, l'impedenza caratteristica R_b del cavo adattatore è la media geometrica di R_a ed R_r . Per esempio, se $R_a = 75 \text{ Ohm}$ ed $R_r = 300 \text{ Ohm}$, si ha $R_b = 150 \text{ Ohm}$, valore conveniente anche nel caso reciproco, $R_a = 300 \text{ Ohm}$, $R_r = 75 \text{ Ohm}$.

Può capitare qualche volta che in uno stabile i ricevitori installati abbiano impedenze d'entrata di valore differente. In tal caso si inserirà fra i morsetti del distributore HF di impedenza R_a e l'entrata dei televisori di impedenza R_r , un cavo $1/4$ di lunghezza d'onda R_b , avendo quest'ultimo l'impedenza equivalente alla media geometrica di R_a e di R_r .

a cura di Ivo Andreini

Si sono felicemente concluse a Mosca, tra l'Olivetti e le Autorità Sovietiche, le trattative per la costruzione in URSS, di una fabbrica per macchine da calcolo, elaboratori di dati e apparecchiature accessorie.

La Olivetti, che curerà il progetto e la realizzazione della costruzione, sta anche trattando la possibilità di costruire un altro stabilimento altamente automatizzato per la produzione di prodotti chimici.

BERGAMO



VIA BORGO PALAZZO, 90

24100 - TEL. 215204

Finalmente!... Alura n'do a me.

GUASTI COMUNI CHE SI POSSONO VERIFICARE NEI TELEVISORI

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

Riportiamo in questo articolo alcuni guasti comuni che si possono verificare in un televisore, dovuti a varie cause più o meno apparenti.

Il primo difetto di cui ci occuperemo è quello della mancanza dell'ampiezza verticale. In questo caso si tratta di un televisore il cui circuito della base dei tempi è rappresentato in fig. 1. Il restringimento dell'immagine nel senso verticale si ha in modo progressivo e si manifesta, dopo 15-20 minuti di funzionamento, con una striscia nera di circa 2 cm in alto e in basso sullo schermo. In queste particolari condizioni se ritocchiamo la regolazione dell'ampiezza verticale, dieci minuti dopo, l'immagine è di nuovo troppo corta.

Analizzando il circuito si è constatato che il condensatore di accoppiamento C1 era difettoso in quanto il suo valore o l'isolamento variavano secondo il riscaldamento. È stato possibile localizzare il guasto, riscaldando artificialmente i diversi elementi critici del circuito. Quando manca l'ampiezza verticale in modo sen-

sibile, la tensione sulla placca del triodo risulta di 210 V invece di 250 V.

Larghezza orizzontale insufficiente

L'immagine è troppo corta di circa 3 cm sia a destra che a sinistra. Le tensioni della valvola finale di riga, e in modo particolare la tensione di griglia schermo, sono esatte e il segnale di pilotaggio sulla sua griglia presenta una forma e una ampiezza normali. L'alta tensione recuperata è troppo bassa, cioè di circa 280 V invece di 620 - 650 V. Il guasto era dovuto al diodo di recupero PY 81 che è stato sostituito.

Instabilità orizzontale completa

Si tratta di un televisore, il cui circuito multivibratore di riga utilizza una valvola PCF 80 (fig. 2). Manovrando il potenziometro P_1 , è possibile ottenere la stabilità anche se per pochi istanti. Le tensioni misurate sui diversi elettrodi sono normali, così che il valore delle resistenze viene misurato con l'ohmmetro. Restano da controllare i condensatori e si può constatare che la stabilità ritorna normale quando si sostituisce il condensatore C1. Esaminando più attentamente questo condensatore si è potuto constatare che presentava una fuga molto leggera.

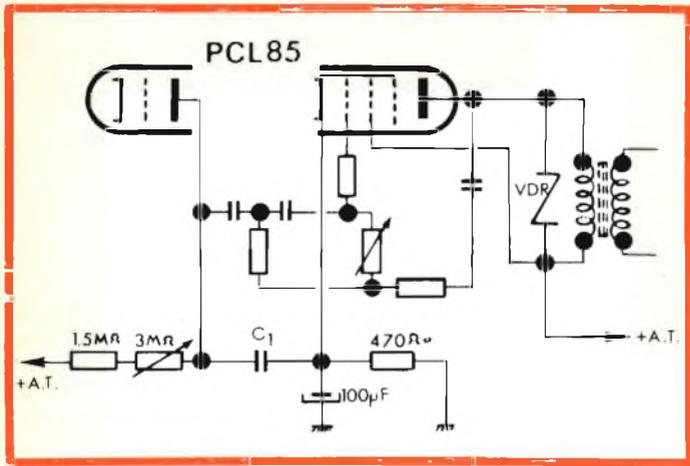


Fig. 1 - Un cortocircuito o una fuga nel condensatore C₁ possono causare dei guasti in un televisore.

Larghezza variabile dell'immagine

Il guasto in questo caso è dovuto alla variazione continua dell'immagine, sia in modo brusco sia progressivamente con uno scarto di 20 cm. La sostituzione delle valvole della base dei tempi di riga non porta alcun miglioramento.

La tensione di alimentazione resta stabile. Misurando le tensioni si può constatare che la tensione nel punto **a** del circuito di fig. 3 varia circa allo stesso ritmo della larghezza dell'immagine. D'altra parte, l'ampiezza degli impulsi di riga nel punto **b**, applicati ai capi della VDR attraverso il condensatore C₁, è anche variabile in modo irregolare. Il difetto era dovuto al condensatore C₁; il cui valore variava in modo continuo, probabilmente a causa di un contatto interno difettoso. Nel caso di sostituzione, è necessario prendere un condensatore previsto per sopportare una tensione di prova di 3 kV.

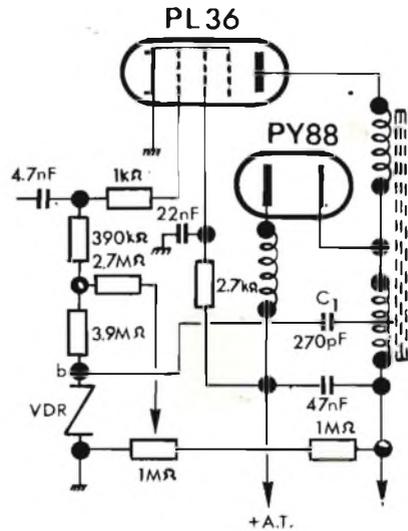


Fig. 3 - Un cattivo contatto interno nel condensatore C₁ può provocare delle variazioni di larghezza nell'immagine.

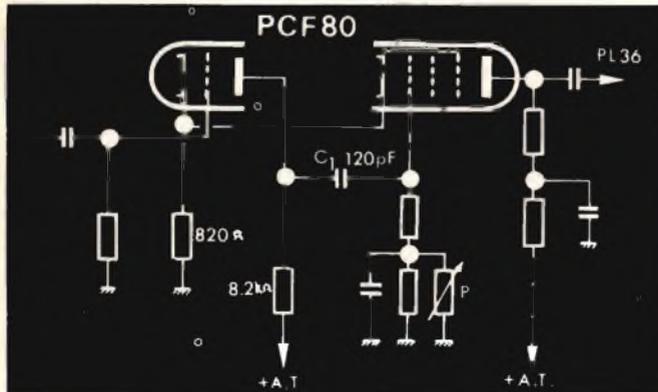
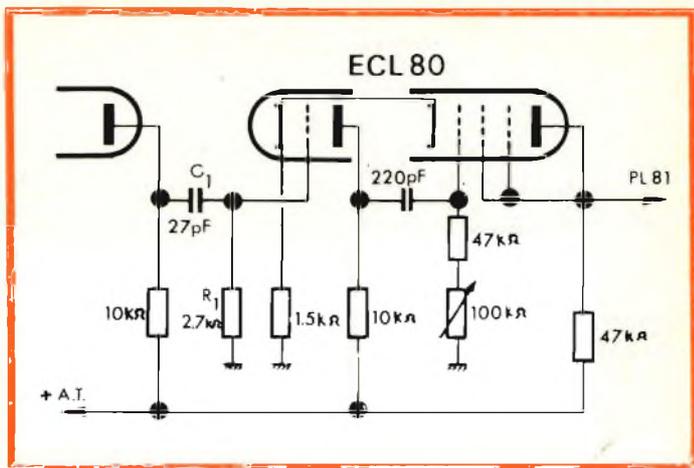


Fig. 2 - Una fuga nel condensatore C₁ fa sganciare la frequenza del circuito multivibratore.

Fig. 4 - Una costante di tempo C'R' troppo bassa può far apparire una certa instabilità orizzontale.



Stabilità orizzontale difettosa

Il guasto di cui ci occuperemo ora produce una instabilità orizzontale intermittente e parziale; si manifesta con lo sganciamento dei sincronismi di riga su tutta l'immagine e a intervalli molto irregolari. La base dei tempi di riga è formata da un multivibratore che impiega una ECL80 sincronizzata a partire dall'anodo della separatrice attraverso un circuito C1-R1 con una costante di tempo molto bassa (fig. 4). In questo caso si è potuto constatare una instabilità analoga dovuta al fatto che questa costante dei tempi era troppo bassa. Quindi, non si è molto lontani dall'aumento dei valori di C1 e di R1: 10 kΩ per R1 e 47 pF per C1 costituiscono un limite che è meglio non superare.

Spesso si raccomanda un altro metodo, che si può mettere in pratica simultaneamente e che consiste nel frazionare la resistenza di carico della valvola separatrice, allo scopo di pilotare il multivibratore di riga a partire dalla resistenza più bassa (fig. 5). Il valore delle resistenze R2 e R3 non è più critico. Si dovrà fare in modo che la somma di R2 + R3 sia uguale a 10 ÷ 15 kΩ con 4,7 — 5,6 kΩ per R3.

Frazionamento dell'altezza dell'immagine

Questo frazionamento appare nel caso che si tenti di aumentare un poco il contrasto e quindi di avere una immagine normale. È comunque indipendente dalla regolazione della frequenza immagine. Le

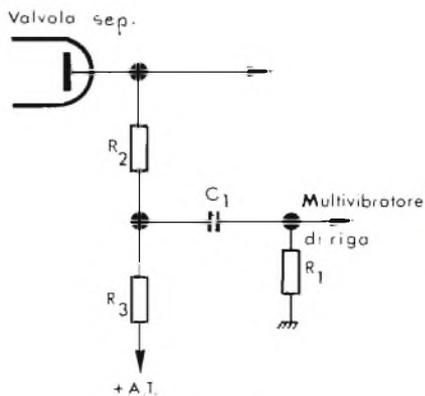


Fig. 5 - Sezionamento della resistenza di carico della separatrice.

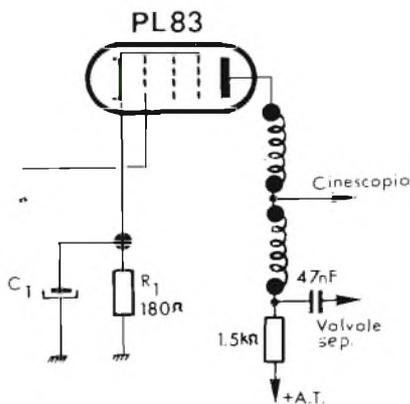


Fig. 6 - L'insufficiente capacità di C, provoca un restringimento dell'altezza dell'immagine.

tensioni sono normali, in particolare sullo stadio video e sulla sezione separatrice. A questo punto però facendo una verifica all'oscilloscopio, si nota che l'ampiezza del segnale video sul catodo della PL 83 è troppo elevata; questo vuol dire che il condensatore elettrolitico corrispondente C1 ha una capacità insufficiente e si deve supporre che il suo elettrolita sia secco (fig. 6).

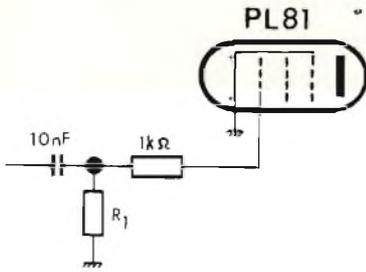


Fig. 7 - Una resistenza R₁ troppo elevata dà luogo a una instabilità orizzontale.

In ogni caso, per la sua sostituzione, è consigliabile utilizzare un condensatore avente una capacità più alta possibile, cioè di 500 μF o meglio ancora di 1000 μF.

Instabilità orizzontale

Questa instabilità appare solamente quando il televisore è ben caldo, vale a dire dopo circa 20 minuti di funzionamento. L'immagine si confonde completamente e la regolazione della frequenza di riga non permette di ristabilire la situazione. La base dei tempi di riga utilizza un multivibratore equipaggiato di una ECC 82 e di una PL 81 come valvola finale. L'origine dell'instabilità era dovuta al valore troppo elevato della resistenza di griglia R1 = 2,2 MΩ di questa valvola.

Con una resistenza di 1 MΩ il televisore funziona regolarmente e in modo perfettamente stabile (fig. 7).

(Da « Radio-Constructeur »)

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

Riportiamo in questo articolo e in un altro che seguirà alcuni esempi di circuiti adatti ad eliminare i disturbi parassiti e le interferenze nelle audizioni radio e televisive causati da motori, tubi fluorescenti, alta tensione dei televisori ecc.

**IL
RIPARATORE**

Parte I

CIRCUITI ANTIPARASSITI E ANTI INTERFERENZE

In questi ultimi anni con l'enorme aumento che hanno avuto gli apparecchi elettrici ed elettronici si è riscontrato anche un aumento dei rumori parassiti e delle interferenze nella ricezione delle trasmissioni radio e televisive.

Le migliaia di ricevitori di tutti i generi, di piccoli trasmettitori, di apparecchiature medicali e industriali, di lampade fluorescenti, di motorini ecc. generano rumori parassiti e segnali interferenti di durata illimitata. Il funzionamento del radar di un aeroporto è disturbato dalle armoniche dei trasmettitori dei radiotelefoni degli aerei; gli ascoltatori di trasmissioni radio sentono durante la ricezione dei ronzii o dei fruscii provocati da un televisore vicino dovuti alle armoniche della base dei tempi di riga, oppure dai rumori parassiti provocati da piccoli motori di diversi apparecchi domestici; l'oscillatore di un ricevitore a modulazione di frequenza vicino a un aeroporto provoca delle perturbazioni nella ricezione delle trasmissioni aeree; il radioamatore o tutti gli altri tra-

smettitori ufficiali possono portare delle perturbazioni nelle ricezioni televisive (specialmente nelle immagini, in un raggio molto esteso); queste ricezioni televisive possono essere disturbate anche dall'accensione dei motori a scoppio (automobili, ciclomotori o altri).

Ricordiamo a questo punto che si è potuto dimostrare che una radiazione di 3 o 4 MHz (se naturalmente ha una intensità sufficiente) può intaccare le cellule di riproduzione mentre una radiazione UHF può agire sugli occhi e i nervi dell'uomo; le microonde possono ridurre la durata di vita di un uomo e di certi animali mentre alcune radiazioni RF distruggono il meccanismo di orientamento dei pinguini o di altri uccelli migratori. Purtroppo anche malgrado tutti i controlli effettuati in questo campo, queste perturbazioni esistono sempre.

Come abbiamo già avuto occasione di dire, l'azione più efficace nella lotta contro i parassiti e le interferenze si ottiene

agendo direttamente sulla sorgente perturbatrice; in generale l'effetto è dieci volte maggiore agendo sulla sorgente che sul ricevitore. Naturalmente è necessario per prima cosa localizzare la sorgente.

I servizi specializzati nella ricerca e nella rivelazione dei parassiti e delle interferenze utilizzano un ricevitore portatile con antenna orientabile; l'orientamento di questa antenna indica la direzione della sorgente perturbatrice con una sufficiente precisione. Inoltre, un indicatore graduato in $\mu\text{V}/\text{m}$ può dare delle indicazioni sul valore del livello parassi-

La maggior parte degli apparecchi industriali o dei trasmettitori ecc., sono montati in contenitori di legno o di metallo che formano una schermatura e che sono già una buona precauzione se vengono progettati in modo conveniente. Le aperture per l'aerazione devono essere chiuse con una griglia metallica a maglie fini saldata all'interno del contenitore. Nel caso fosse necessario prevedere uno sportello di accesso questo deve presentare un buon contatto elettrico con il resto del contenitore; si possono prevedere dei punti di contatto a molle o trecce

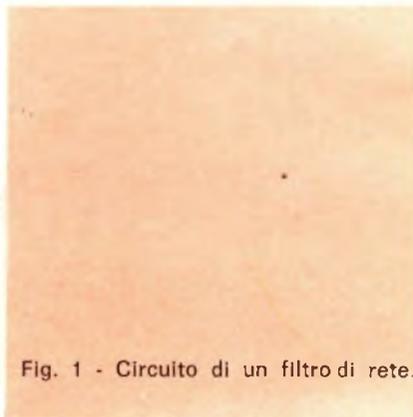
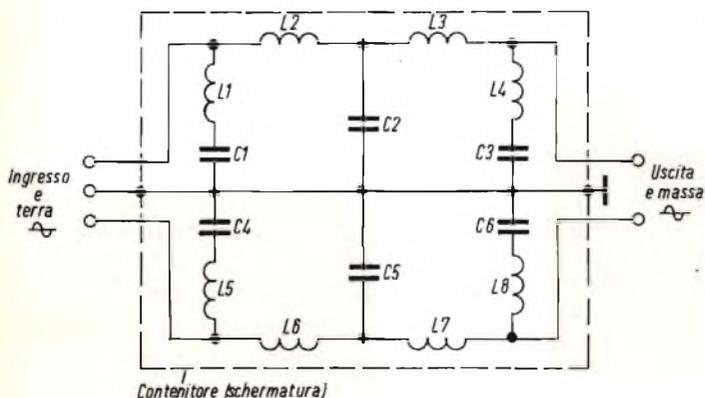


Fig. 1 - Circuito di un filtro di rete.

tario; le variazioni di questo livello si apprezzano facilmente se ci si avvicina o ci si allontana dalla sorgente.

Più modestamente, nella maggior parte dei casi, si può anche utilizzare un ricevitore portatile normale (o un televisore portatile secondo il genere di perturbazione) e ci si deve fidare solamente del livello di ascolto parassitario. L'osservazione di questo livello durante qualche piccolo spostamento informa rapidamente sulla buona direzione da prendere per risalire alla sorgente ricercata.

Nel caso si tratti di parassiti dovuti, per esempio, a un motore elettrico non si deve dimenticare che possono essere irradiati dai fili di distribuzione della rete anche su distanze molto rilevanti. Durante tutte le ricerche, ci si deve dunque allontanare il più possibile dai fili di installazione e di distribuzione se si vuole risalire sicuramente e senza troppa esitazione all'apparecchio perturbatore.

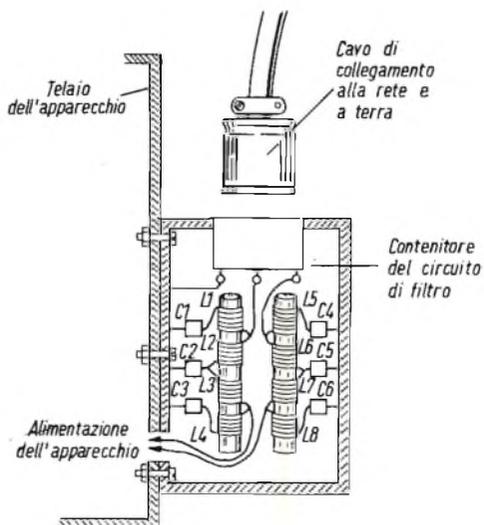


Fig. 1a - Realizzazione sperimentale del filtro di rete di fig. 1.

flessibili saldate. Infine, l'insieme del contenitore dovrà sempre essere collegato a una buona presa di terra con un cavo di sezione elevata e il più corto possibile.

Realizzazione di un filtro di rete

Il circuito raffigurato in fig. 1 rappresenta un tipo di filtro di rete particolarmente efficace mentre in fig. 1a è riportato anche il circuito di montaggio. Il filtro è montato in un piccolo contenitore ausiliario fissato al coperchio dell'apparecchio. È difficile dare le caratteristiche precise degli elementi, perché esse di-

pendono dalla corrente consumata dall'apparecchio (diametro del filo degli avvolgimenti percorsi dalla corrente di alimentazione) e dalla banda di frequenza delle perturbazioni da eliminare (numero di giri e valori dei condensatori): una determinazione sperimentale è sempre consigliabile per ottenere una efficienza massima.

L'eliminazione dei rumori parassiti dei piccoli motori elettrici universali di piccola potenza (consideriamo di piccola potenza i motori fino a 90 W circa) si può ottenere facilmente con il circuito di fig. 2. Con motori aventi delle potenze superiori, i rumori parassiti sono più forti e quindi è necessario usare dei circuiti di filtraggio simili a quelli di fig. 3.

Il diametro dei fili che formano gli avvolgimenti dipende come al solito dalla corrente consumata dal motore.

Filtri per tubi fluorescenti

L'illuminazione effettuata con tubi fluorescenti dritti o circolari tende ad affermarsi sempre più. La ionizzazione del tubo è sufficiente a provocare dei rumori parassiti simili a un soffio o a uno sfrigolio su una banda di frequenze estremamente larga, ma tuttavia con dei livelli di rumore molto diversi. Questo è raffigurato dai due grafici di fig. 4: a sinistra si può vedere la curva relativa a un tubo di 40 W e lungo 1,20 metri mentre la curva di destra si riferisce a un tubo lungo 2,40 metri. In realtà i rumori parassiti irradiati si possono ancora sentire al di sopra dei 140 MHz, ma la loro ampiezza è allora eccessivamente bassa.

In fig. 5 sono rappresentati due circuiti di filtro efficaci contro i disturbi provocati da tubi fluorescenti. Nella maggior parte dei casi è sufficiente il circuito raffigurato in fig. 5 a mentre quello raffigurato in fig. 5 b può essere necessario nei casi più ribelli. I punti medi di massa sono da collegare al contenitore metallico del lampadario ed eventualmente a terra.

Questi filtri si possono applicare anche ai tubi al neon, alle insegne luminose ecc. sul primario del trasformatore elevatore di tensione. Inoltre tutte le parti metalliche di una simile installazione devono essere collegate fra di loro da un filo

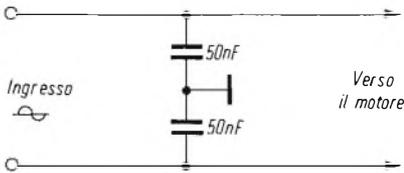


Fig. 2 - Circuito antiparassiti dovuti a piccoli motori.

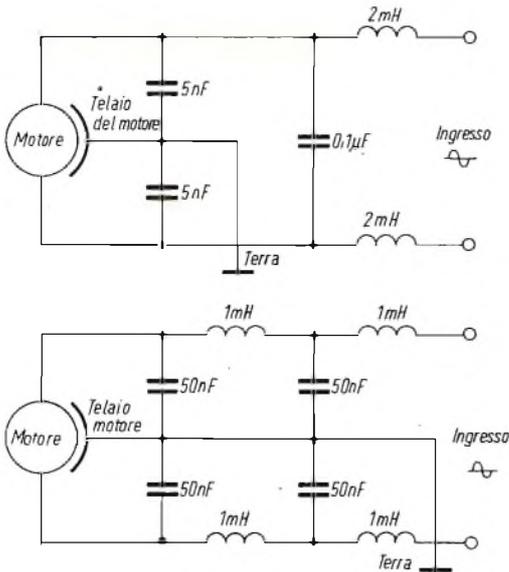


Fig. 3 - Circuiti antiparassiti dovuti a motori di potenza più elevata.



NUOVO VOLTOHMYST WV 500A RCA

Completamente transistorizzato - Alimentazione a pile

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

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

Inoltre la regolazione dello zero non è quasi mai necessaria.

Campi di Misura

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

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

IN ITALIA

Silverstar, Ltd

MILANO - Via dei Gracchi, 20 (angolo via delle Stelline) 2
Tel. 4.694.551 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855.336 - 869.009
TORINO - Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 540.075 - 543.527

La AVO, pioniera nel campo dei multimetri con relax di sicurezza, produttrice da decenni del famoso AVOMETER, offre oggi una nuova serie di AVOMETER che conservano le caratteristiche fondamentali dei diffusissimi modelli 8 e 9, ma hanno dei comandi semplificati e dimensioni ridotte.

PORTATE

da 0,1 V a 1000 V per tensione continua
da 1 V a 1000 V per tensione alternata
da 0,1 mA a 3 A per corrente continua
da 3 mA a 3 A per corrente alternata
da 120 ohm centro scala a 1,2 Mohm centro scala per resistenza

N.B. il modello 14 non ha le portate per corrente alternata e quella da 1 V per tensione alternata. il modello 20 ha portate un po' diverse.

PRECISIONE

mod. 14 $\pm 2\%$ per CC - $\pm 2,5\%$ per CA
mod. 15 $\pm 1,5\%$ per CC - $\pm 2,25\%$ per CA
mod. 16 e 20 $\pm 1\%$ per CC - $\pm 1,5\%$ per CA

SENSIBILITA'

tensione continua 20.000 Ω/V
tensione alternata 2.000 Ω/V

DIMENSIONI

cm 12 x 18 x 9



NUOVI AVOMETER MOD. 14 - 15 - 16 - 20

NUOVO PROVATRANSISTOR WV 501A RCA

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

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

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

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

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



**PER ULTERIORI INFORMAZIONI RIVOLGERSI PRESSO TUTTI I
PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA.**

L'oscilloscopio Serviscope S 51 B viene a colmare la lacuna che esiste tra gli apparecchi da laboratorio, di solito ingombranti e costosi, e i piccoli oscilloscopi portatili che hanno buone caratteristiche, ma un tubo catodico con schermo troppo piccolo. Infatti questo apparecchio di ingombro limitatissimo (cm 18 x 20 x 38) e del peso di soli kg 7, ha uno schermo utile di cm 8 x 10.

Le caratteristiche principali dell'apparecchio sono le seguenti:

Schermo

Piatto, cm 8 x 10 - Potenziale di postaccelerazione 3 kW

Amplificatore verticale

Da 100 mV/cm a 50 V/cm - Banda passante 0-3 MHz

Amplificatore orizzontale

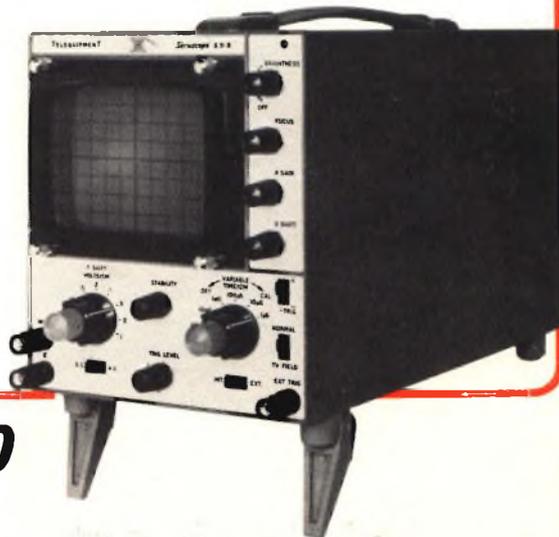
Da 100 mV/cm a 200 mV/cm - Banda passante 0-500 KHz

Base dei tempi

Da 1 microsecondo/cm a 1 secondo/cm

ALIMENTAZIONE: 220 V - 50 Hz.

CONSUMO - circa 60 V A.



NUOVO OSCILLOSCOPIO TELEQUIPMENT S 51 B

di sezione elevata che fa capo a una buona presa di terra.

Nel caso si tratti di una insegna a luce intermittente, l'interruttore o gli interruttori automatici devono essere anch'essi muniti di dispositivo antirumore mettendo in parallelo una resistenza di valore basso

collegata in serie con un condensatore la cui capacità più conveniente deve essere determinata in modo sperimentale (figura 6).

Riportiamo per concludere questo argomento qualche parola che riguardi le prese di terra. Ricordiamo che i fili o i ca-

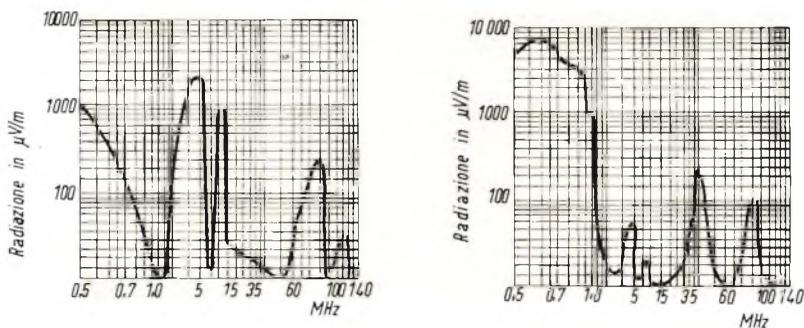


Fig. 4 - Curve che rappresentano i livelli di perturbazione dovuti a lampade fluorescenti: a sinistra per tubi da 40 W lunghi 1,20 metri e a destra per tubi lunghi 2,40 metri.

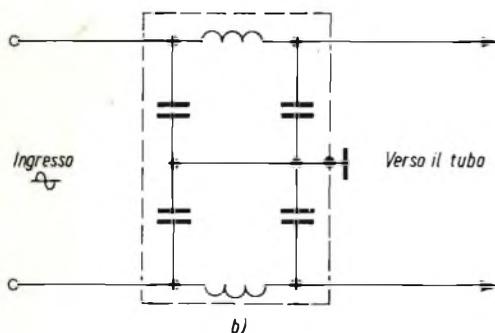
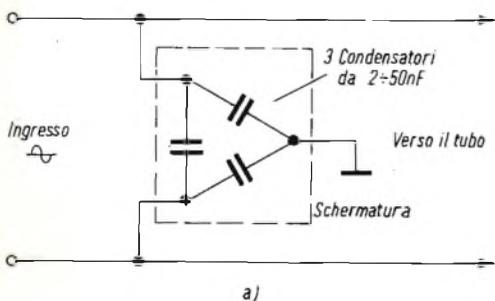


Fig. 5 - Filtri adatti per l'eliminazione dei disturbi causati da lampade fluorescenti.

vetti di collegamento verso terra devono essere di sezione elevata (per esempio, filo di rame di 16/10 di mm minimo) e soprattutto devono avere una lunghezza minore possibile. Un filo di terra troppo lungo rischia di comportarsi come un'antenna e quindi può introdurre dei rumori parassiti.

Antiparassiti dei televisori

Tutti avranno avuto modo di sentire le perturbazioni dovute ad alcuni televisori in funzionamento sui ricevitori radio posti nelle vicinanze, specialmente se questi funzionano sulla gamma delle onde medie. Queste perturbazioni si tramutano durante l'ascolto in ronzii, in sfrigolii molto fastidiosi. Questi sono causati dalle armoniche irradiate dalla base dei tempi di riga del televisore. La soluzione consiste nel racchiudere il circuito della base dei tempi di riga e soprattutto il trasformatore di riga e quello di EAT all'interno di una scatola metallica fissata al telaio del televisore; naturalmente in questa scatola dovranno essere racchiuse anche le relative valvole cioè il pentodo

finale di riga, il diodo di recupero e la raddrizzatrice dell'EAT.

Come alternativa, si può rivestire tutta la superficie interna del mobile del televisore compreso anche il pannello posteriore con dei fogli di alluminio collegati tra di loro e quindi collegati alla massa del telaio. Per rendere ancora migliore

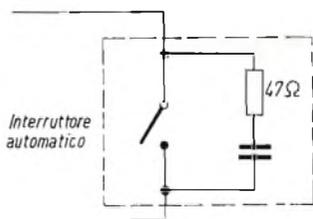


Fig. 6 - Filtro per l'eliminazione dei disturbi causati dal dispositivo di intermittenza delle luci fluorescenti.

questo sistema antirumore, si deve collegare all'inizio del cordone di alimentazione un filtro a doppio π del tipo di quello raffigurato in fig. 5 b. Ricordiamo a questo punto che le grandi case costruttrici di televisori hanno ormai adottato questi sistemi per eliminare i rumori parassiti.

Ci occuperemo ora di alcune altre perturbazioni dovute a diverse cause. Prendiamo in considerazione le perturbazioni che possono venire create su dei ricevitori radio da un trasmettitore vicino (radioamatori, trasmettitori di servizio ufficiali come polizia, militari ecc.); per semplicità chiameremo queste perturbazioni con la sigla RFI cioè perturbazioni su radio-frequenze.

Chiameremo invece le perturbazioni che possono essere create su un televisore da trasmettitori vicini, come nel caso precedente, TVI. Dobbiamo far notare a questo punto che abbiamo detto perturbazioni che « possono » essere causate, da un trasmettitore vicino in quanto non sempre quest'ultimo è la causa diretta, ma può essere anche il ricevitore stesso a causare dei rumori. Vediamo ora per

ciò più da vicino queste perturbazioni e gli eventuali rimedi.

Precauzioni da prendere sul trasmettitore

Naturalmente, perché il responsabile di un trasmettitore possa lavorare con tutta sicurezza si devono prendere alcune precauzioni sulla sua installazione.

1) Precisiamo che l'installazione dei circuiti di filtro o trappola fra l'uscita del trasmettitore e la base dell'antenna, circuiti destinati a ridurre o a sopprimere l'irradiazione delle armoniche, è assolutamente non funzionante nel caso di perturbazioni nella gamma delle onde medie. In effetti, contrariamente a ciò che si immagina di solito, non è più l'irradiazione armonica del trasmettitore OC che porta delle perturbazioni nella gamma delle onde medie; l'irradiazione armonica non potrà portare dei rumori che sulle bande di frequenze più elevate della frequenza di trasmissione (2^a e 3^a armonica ecc.). Infatti le armoniche 1/2, 1/3, 1/4 ecc. non esistono più.

2) Qualunque sia l'antenna utilizzata, la massa del trasmettitore deve essere collegata a una buona presa di terra.

3) Allo scopo di evitare che l'alta frequenza venga incanalata nei fili di rete, è necessario mettere un filtro a π su ogni filo della rete di alimentazione del trasmettitore, il più vicino possibile a quest'ultimo, come si può vedere in fig. 7. A questo scopo sono necessari quattro condensatori da 0,1 μ F isolati a 1500 V. Inoltre sono necessarie due bobine uguali L_1 - L_2 composte da 60 ÷ 80 spire di filo avvolte su un tubetto di cartone di 50 mm di diametro; la sezione del filo è scelta evidentemente in funzione del consumo del trasmettitore in modo da non introdurre una caduta di tensione troppo notevole.

Essendo le frequenze da bloccare di valore molto elevato, questo filtro a π può essere ridotto nel modo seguente: capacità dei condensatori = 4,7 nF; $L_1 = L_2 = 20$ spire avvolte in aria, con un diametro interno di 10 mm e filo di rame smaltato da 20/10 di mm.

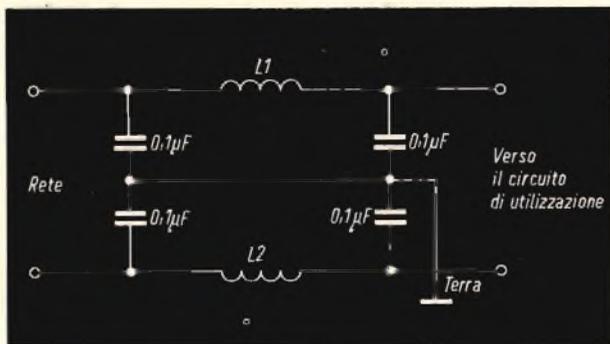


Fig. 7 - Filtro a π per il blocco della radio frequenza.

- 4) In telegrafia, l'esecutore deve fare attenzione a sopprimere i rumori del manipolatore. Per poter far ciò, non si deve mai inserire il manipolatore su un circuito o su un elettrodo dove la tensione e la corrente sono elevati. La manipolazione per bloccaggio di griglia è, in questo senso, senza dubbio la migliore. È consigliabile inoltre utilizzare sempre un filtro efficace ai capi stessi del manipolatore.
- 5) In telefonia, non bisogna superare in ogni caso la profondità massima di

modulazione, cioè il 100%.

Per fare ciò, bisogna limitare la profondità media di picco vocale dell'operatore o ciò che è ancora meglio, usare un compressore di modulazione, sia elettronico, sia termico che dopo la regolazione, permetterà una modulazione sempre vicina al 100% senza tuttavia poter superare questo valore.

Nel prossimo articolo ci occuperemo delle disposizioni da prendere sul ricevitore e dei disturbi sui televisori.

La ditta giapponese Origin Electric Co., informa di aver realizzato una serie di « multilayer high voltage damper diodes » per l'impiego in apparecchi commerciali. Con questo sistema si vengono ad eliminare dal circuito resistenze e condensatori.

Per realizzare una carta topografica dell'Australia 1 : 10.000, il Department of Supply Australiano impiegherà una apparecchiatura Laser aereotrasportata, realizzata dal Weapons Research Establishment, capace di misurare la variazione del suolo, ...e da una altezza di 2.000 metri.

Il primo Computer progettato dalla Compagnia Francese CII, verrà denominato IRIS 50. L'inizio della produzione è previsto per la fine del 1969 con quattro unità mensili, aumentabili a 10.

L'IRIS 50 è una apparecchiatura di media capacità adatta alle applicazioni industriali e scientifiche.

COSTRUITEVI UN TELEVISORE DA 24"

Nel fascicolo di « Marzo 1969 » della rivista « Sperimentare » inizia la descrizione di una scatola di montaggio High Kit per un televisore da 24".

Sperimentare 3/1969 esce in questi giorni. Assicuratevi il fascicolo prima che vada in esaurimento. Le scatole di montaggio presentate da Sperimentare ottengono immancabilmente un grande successo per la chiarezza delle spiegazioni e delle illustrazioni fino ai dettagli.

Sperimentare 3/1969 è nelle edicole.

E RIVELATORI DISCRIMINATORI

L'ABC DELLA
ELETTRONICA

Riportiamo in questo articolo alcuni cenni sulla trasmissione e sulla ricezione della modulazione di frequenza, dando anche qualche notizia sui vari circuiti discriminatori più usati in pratica.

Quando un segnale RF è modulato in frequenza, l'estrazione del segnale modulante si effettua con l'aiuto di un circuito chiamato discriminatore. In definitiva questo circuito trasforma delle variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza.

In trasmissione, al contrario, si deve modulare un segnale R.F. con un segnale B.F. facendo variare la frequenza secondo la stessa legge di variazione dell'ampiezza del segnale modulante.

Come si può facilmente capire la modulazione FM e la discriminazione sono di conseguenza due operazioni inverse. Per qualsiasi tipo di circuito FM, si ha sempre a che fare con tre tipi di segnali: il segnale di alta frequenza puro, cioè non modulato, il segnale modulante che può avere una forma qualsiasi e infine, la risultante della modulazione del segnale RF con quel segnale modulante che è il segnale RF modulato in frequenza che chiameremo segnale FM. Nella fig. 1 sono stati riportati questi segnali; in a

è indicata la sinusoide a periodi molto brevi T_H , con $T_H = 1/f_n$, dove f è la frequenza del segnale RF per esempio $f_H = 100$ MHz ciò che dà $T_H = 1/10^8 = 10$ ns.

Il segnale modulante si suppone sinusoidale e avente un periodo T_B . Si deve fare in modo che T_B sia molto maggiore di T_H , per esempio se $f_b = 10$ kHz, si ha $T_B = 1/10^4 = 0,1/10^3 = 0,1$ ms o 100 μ s; questo dà un rapporto $T_B/T_H = 10^8/10^4 = 10.000$. In certi casi T_B/T_H può essere minore per esempio 10 volte.

Quando il segnale modulante ha la forma raffigurata in fig. 1 b, il segnale modulato risultante è come quello raffigurato in fig. 1 c.

Siccome la modulazione viene effettuata in frequenza e non in ampiezza, il segnale modulato conserva la stessa ampiezza del segnale RF non modulato a meno che non sia stato amplificato, ma in ogni caso E_H rimane costante. Al contrario, la frequenza varia in modo proporzionale all'ampiezza del segnale modulante oppure, che è la stessa cosa, il

periodo T varia in senso inverso all'ampiezza del segnale modulante.

Prendiamo ora in considerazione la fig. 1 **b** e **c**. Essendo il segnale modulante una sinusoidale, l'ampiezza sarà nulla nei tempi t_a e t_c , mentre sarà minima nei tempi t_b e massima nei tempi t_d , dunque i periodi T devono variare in modo che per $t = t_a$ e $t = t_c$, quando l'ampiezza del segnale modulante è nullo, si ha $T = T_H$ vale a dire ritrovare la frequenza $f_H = 1/T_H$ del segnale di alta frequenza non modulato.

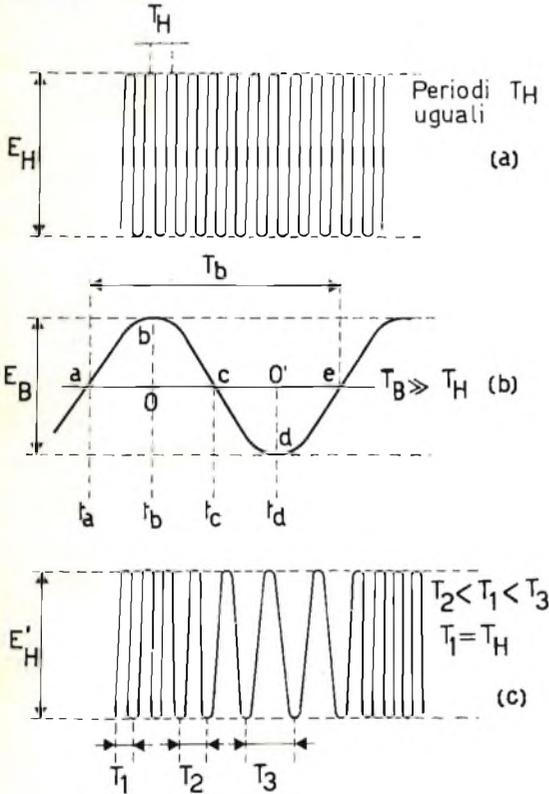


Fig. 1 - Rappresentazione dei tre segnali: a) RF da modulare, b) modulante, c) modulato; la modulazione viene effettuata con un segnale sinusoidale.

Nell'intervallo di tempo compreso fra t_a e t_b , l'ampiezza del segnale modulante cresce da zero a un certo valore $O - b$ dunque la frequenza f deve aumentare fino a un massimo f_2 corrispondente al periodo minimo T_2 , dunque $T_2 < T_H = T_1$. Allo stesso modo, quando l'ampiezza del segnale modulante è al minimo (o massi-

mo negativo), al tempo t_d per esempio, e uguale a $O'd = -Ob$, la frequenza $f = f_3$, è minimo e il periodo T_3 massimo.

Se questo segnale modulante è sinusoidale, le variazioni di ampiezza di questo segnale e quelle della frequenza e del periodo del segnale RF modulato, sono progressive. Al contrario, è possibile avere a che fare con dei segnali modulanti di forma diversa dalla sinusoidale in cui le ampiezze possono variare in modo discontinuo.

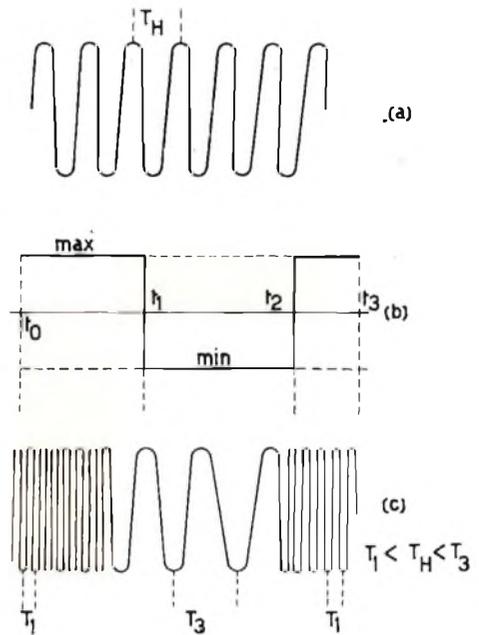


Fig. 2 - Rappresentazione di un segnale modulato effettuato con un segnale quadrato.

Si abbia per esempio il segnale modulante (B) di fig. 2 che è un segnale rettangolare dunque con un massimo che si produce da $t = t_0$ a $t = t_1$ e da $t = t_2$ a $t = t_3$ e un minimo fra $t = t_1$ e $t = t_2$. In fig. 1 **c** si vede il segnale RF modulato nel quale il periodo T_1 è costante fra t_0 e t_1 e ha il valore più piccolo. Fra t_1 e t_2 ,

il segnale modulante è alla sua ampiezza minima e T_3 costante è al massimo del suo valore.

Segnale FM in trasmissione

In tutti i trasmettitori si trova uno stadio oscillatore, che in assenza di modulazione, fornisce un segnale sinusoidale di frequenza f_H in un periodo T_H come quello delle figg. 1 a e 2 a.

Quando si ha una modulazione di frequenza, si deve far variare la frequenza f al ritmo dell'ampiezza E del segnale modulante oppure, ciò che è la stessa cosa, si deve far variare uno degli elementi che contribuiscono all'accordo dell'oscillatore sulla frequenza f .

In fig. 3 è rappresentato il circuito d'accordo di un oscillatore. Questo è composto di una bobina L e di un condensatore C , formato da due condensatori in parallelo C_0 , questa è la capacità di un condensatore fisso collegato ai capi della bobina L e del condensatore variabile C_v rappresentato dal circuito X ai capi **a** e **b**. Si ha $C = C_0 + C_v$. La frequenza di sintonia è data dalla formula:

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

È chiaro che la frequenza f varia se il valore di L o di C variano. Di conseguenza si realizzerà un oscillatore modulato in frequenza se si trova un mezzo per far variare la frequenza al ritmo dell'ampiezza del segnale modulante. Questo si può ottenere facendo variare il valore della capacità C . Siccome C è formato da C_0 fisso e da C_v variabile, si farà variare C_v .

Un dispositivo che si comporta come una capacità variabile C_v è il circuito di reattanza X raffigurato in fig. 3 oppure in fig. 4. Come si può notare questo circuito possiede quattro capi **a - b - c - d**, quando si collegano i capi **a, b** su un altro circuito, si comporta come se si collegasse un condensatore C_v . Il suo valore dipende dalla tensione E_b applicata ai due altri punti **c** e **d** del circuito a reattanza.

Si vede immediatamente che se si collega in **c d** il segnale modulante di ampiezza E_b , la capacità C_v varierà secondo l'ampiezza di E_b e quindi la fre-

quenza f dell'oscillatore verrà modificata secondo una legge in cui E_b è la variabile indipendente: $f =$ funzione di E_b .

Il circuito a reattanza può essere realizzato con l'aiuto di un transistor, di una valvola oppure di un diodo a capacità

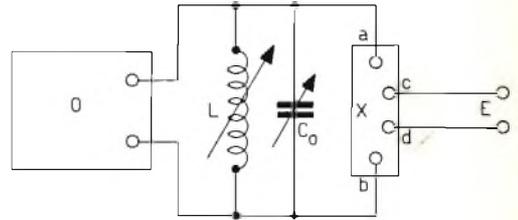


Fig. 3 - Esempio di un circuito accordato di un oscillatore.

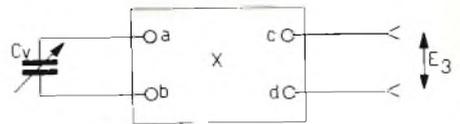


Fig. 4 - Esempio di circuito a reattanza.

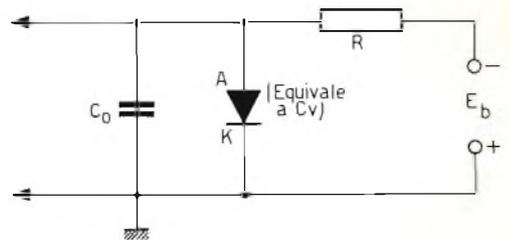


Fig. 5 - Circuito a reattanza attuato con un diodo a capacità variabile.

variabile. Si faccia riferimento al circuito di fig. 5 dove C_0 rappresenta la capacità fissa di sintonia dell'oscillatore mentre D è il diodo a capacità variabile alimentato in modo tale che l'anodo sia negativo rispetto al catodo.

In questo modo il diodo D' , polarizzato inversamente, si comporta come una capacità C_v il cui valore varia con la tensione E_b applicata. Nel caso questa tensione E_b sia quella che rappresenta l'ampiezza del segnale modulante, C_v varierà come la tensione E_b . Al diodo D' deve essere applicata una polarizzazione fissa, perché questo rimanga sempre polarizzato inversamente rispetto al valore di E_b .

La demodulazione FM

Vediamo ora come si comporta in ricezione la demodulazione FM. Il segnale RF modulato in frequenza viene trasmesso dall'antenna del trasmettitore a quella del ricevitore, questa ultima fornisce al ricevitore un segnale RF modulato uguale in tutti i punti, escluso per ciò che riguarda la sua ampiezza, e quella del trasmettitore.

Ricordiamo che i ricevitori FM, qualunque siano le loro applicazioni e cioè: radio, TV, TV a colori, applicazioni professionali, telecomunicazioni, impieghi industriali, spaziali, militari, sono sempre delle supereterodine e quindi sono formati da un circuito per la variazione della frequenza, un amplificatore MF o FI, un discriminatore che restituisce il segnale

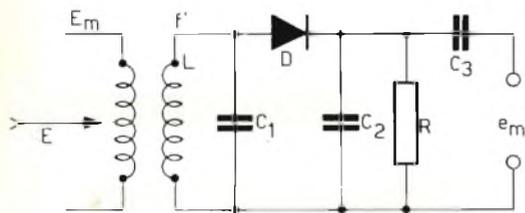


Fig. 6 - Esempio di circuito discriminatore a fianco.

modulante e infine un amplificatore che amplifica questo segnale, per esempio un amplificatore di bassa frequenza nel caso dei radioricevitori, o un amplificatore a video frequenza, in numerose applicazioni TV.

Il segnale di media frequenza è generalmente a frequenza più bassa di quella del segnale RF, ma la modulazione di frequenza si effettua secondo la stessa legge, dunque dopo la demodulazione si ritrova il segnale modulante di origine.

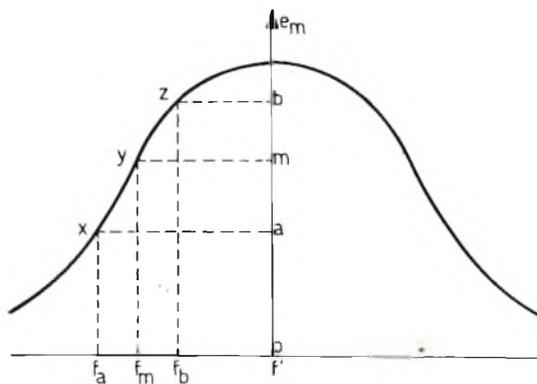


Fig. 7 - Diagramma della variazione della tensione di uscita del discriminatore.

Nel caso dei radioricevitori a modulazione di frequenza, il segnale RF ha una frequenza dell'ordine di 100 MHz e quella MF, dell'ordine di 10,7 MHz. Nel suono TV, la MF è di 4,5 o 5,5 MHz e nei circuiti FM di apparecchi TV a colori, la MF è accordata su 4,3 MHz circa.

Discriminatore a « fianco »

Questo tipo di circuito anche se molto semplice, viene poco utilizzato. Esso è formato da un solo diodo (vedi fig. 6). Come si può vedere questo schema è identico a quello di un rivelatore per modulazione di ampiezza escluso quello che riguarda la sintonia del circuito LC_1 . Normalmente il circuito LC_1 deve essere accordato sulla frequenza f_m scelta per la media frequenza, per esempio $f_m = 10,7$ MHz. Nel discriminatore a « fianco », l'accordo del circuito viene effettuato su una frequenza vicina f' , per esempio $f' = 10,75$ MHz. In fig. 7 è riportata la variazione della tensione di uscita del discriminatore a « fianco ».

Supponiamo di non avere la modulazione di frequenza. Il segnale MF applicato al discriminatore a fianco è uguale alla frequenza f_m e il raddrizzamento di questo segnale alternato sinusoidale, effettuato con il diodo, dà una tensione e_m ai capi di RC_2 la cui ampiezza è $0 \cdot a'$ (fig. 7).

In effetti, essendo il circuito LC_1 accordato su f' e non su f_m , il massimo della tensione raddrizzata e_m si ottiene quando

$f = f'$ e per tutta la frequenza differenza di f' , la tensione di uscita è metà.

Quando si ha la modulazione di frequenza, la frequenza del segnale RF varia fra due valori, un minimo f_a e un massimo f_b .

L'ampiezza per $f = f_a$ è data da $0 \cdot a$, per $f = f_m$ essa è $0 \cdot m$ e per $f = f_b$ è uguale a $0 \cdot b$, chiamata anche ampiezza della tensione di uscita di questo discriminatore; essa varia come la frequenza. Il segnale di uscita è di conseguenza uguale al segnale modulante.

In realtà, la linea x, y, z non è più dritta, l'ampiezza del segnale di uscita non è più proporzionale alla frequenza e il segnale di uscita presenta delle distorsioni rispetto al segnale modulante esat-

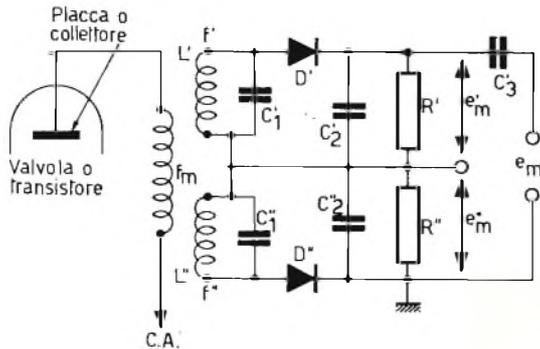


Fig. 8 - Esempio di circuito discriminatore di Travis.

Discriminatore di Travis

In questo particolare circuito, rappresentato in fig. 8, si utilizzano due discriminatori a fianco collegati in serie. Il primo è composto dal circuito $L'C_1$ accordato su $f' > f_m$, dal diodo D' , dal carico di uscita R' shuntato da C_2 ciò che dà un segnale e'_m ai capi di $R'C_2$. Il secondo discriminatore a fianco è montato come il primo ma l'accordo di $L''C''_1$ si fa su $f'' < f_m$, di modo che si abbia:

$$f'' < f_m < f'$$

e che lo scarto $f_m - f''$ e $f' - f_m$ siano uguali.

La tensione di uscita e''_m avrà pressapoco la stessa forma di e'_m ma presenterà delle distorsioni in senso contrario di quelle di e'_m . Finalmente la tensione di uscita $e_m = e'_m + e''_m$ sarà pressapoco senza distorsioni e riprodurrà in modo abbastanza soddisfacente il segnale modulante.

Discriminatore di Foster-Seeley

Lo schema di questo discriminatore è dato in fig. 9. Esso non differisce dal discriminatore di Travis che per la presenza di un solo secondario a presa inter-

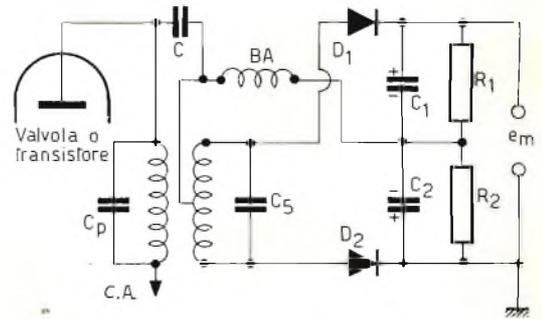


Fig. 9 - Esempio di circuito discriminatore di Foster-Seeley.

to, come si presenta in trasmissione. Riportiamo ora qualche indicazione sommaria sui discriminatori impiegati più spesso nelle diverse applicazioni dell'elettronica.

media, accordato sulla stessa frequenza del primario e con il montaggio del condensatore C che collega il lato di placca o collettore del primario alla presa intermedia del secondario. La bobina di arre-

sto BA può essere sostituita da una resistenza dell'ordine di 50 kΩ.

Il discriminatore è basato sulle considerazioni di fase. Le diverse tensioni e correnti sono:

I_p = corrente dell'avvolgimento primario
 E_p = tensione ai capi del primario

A causa del montaggio del condensatore C e prendendolo di capacità abbastanza grande, la tensione E_p è riportata ai capi della bobina d'arresto BA.

Si ha così:

E_s = tensione ai capi del secondario
 $E_s/2$ = tensione di ogni semisecondario
 E_1 = tensione applicata al diodo D_1
 E_2 = tensione applicata al diodo D_2

Si tratta di trasformare in variazione di ampiezza la variazione di frequenza della tensione RF modulata in frequenza applicata al discriminatore.

uguali. Ne risulta che i due diodi raddrizzano le tensioni uguali e quindi ne risulta una tensione continua nulla all'uscita di bassa frequenza.

Se la frequenza f è maggiore di f_r , si dimostra che l'equilibrio è rotto e che le tensioni sono disposte secondo la figura 10 b. La tensione E_1 è maggiore di E_2 e il catodo di D_1 è positivo. Se f è minore di f_r , si ottiene la disposizione di fig. 10 c e il catodo di D_1 è negativo. Praticamente i due avvolgimenti primario e secondario devono essere regolati all'accoppiamento critico. L'accoppiamento critico è quello che da una curva con una sola sommità.

Il discriminatore di Foster-Seeley è quello che dà il segnale modulante più fedele. Questo discriminatore tuttavia è sensibile alla modulazione d'ampiezza e se viene impiegato, si devono disporre nell'amplificatore MF che lo precede dei circuiti limitatori che sopprimono tutti i picchi d'ampiezza del segnale modulato in frequenza.

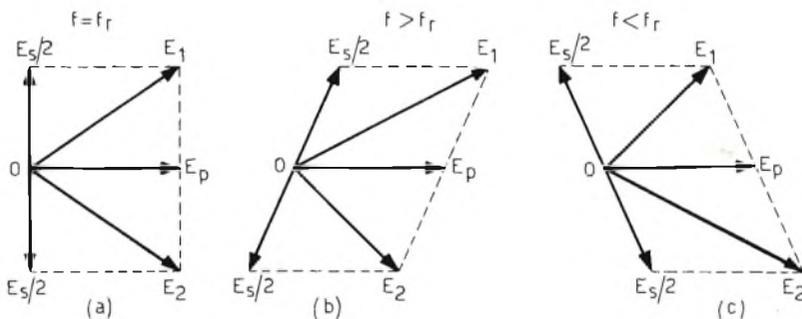


Fig. 10 - Rappresentazione vettoriale delle tensioni sui vari avvolgimenti in funzione della frequenza.

Supponiamo che la frequenza f passi per il valore f_r = frequenza d'accordo MF. Se si prende la tensione alla presa intermedia come tensione zero, le tensioni di ciascun semisecondario sono $E_s/2$ ma in opposizione come si vede in fig. 10 a. La tensione del primario è sfasata di 90° rispetto alla tensione secondaria e il suo vettore rappresentativo è posto perpendicolarmente alle tensioni $E_s/2$. Le tensioni applicate ai diodi sono E_1 e E_2 che nella disposizione della figura sono

In fig. 11 è riportato un altro circuito di Foster-Seeley; in questo la bobina terziaria T, collegata alla presa intermedia del secondario S è accoppiata al primario che realizza la stessa funzione di C del montaggio di fig. 9.

Discriminatore a rapporto

Nello schema di un discriminatore a rapporto, la disposizione degli elementi R, L e C è analoga a quella dei discrimi-

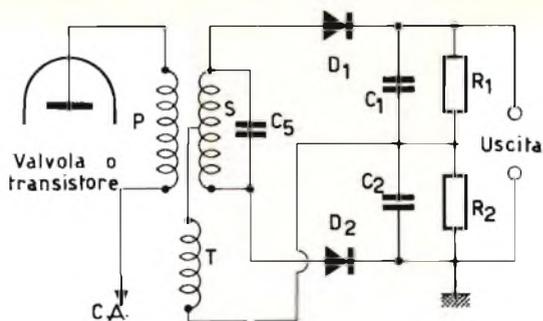


Fig. 11 - Altro esempio di circuito discriminatore di Foster-Seeley

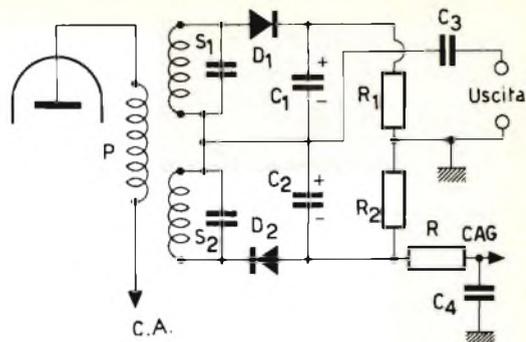


Fig. 12 - Esempio di circuito discriminatore a rapporto.

minatori di Foster-Seeley, ma i due diodi sono orientati in senso contrario.

Le figg. 12, 13 e 14 mostrano tre schemi fra i più usati, i due ultimi non presentano delle differenze di accoppiamento in quanto nel caso di fig. 13 si effettua con il condensatore C mentre in quello di fig. 14 con la bobina L_3 accoppiata al primario.

La fig. 12 corrisponde al circuito di Travis.

A causa dell'inversione di uno dei diodi, le polarità delle tensioni raddrizzate vengono ottenute nello stesso senso e non opposte come in precedenza, questo porta all'ottenimento della bassa frequenza fra il punto comune di C_1 e C_2 e il punto comune di R_1 e R_2 . I condensatori C_0 (fig. 12 e fig. 14) sono degli elettrolitici di valore elevato. Una tensione di regolazione del C.A.G. può essere ottenuta a partire dalla placca del diodo collegata al catodo.

La tensione di C.A.G. è una tensione continua il cui valore assoluto aumenta con l'ampiezza del segnale RF modulato applicato al discriminatore. Questa tensione del C.A.G. può essere utilizzata per regolare automaticamente il guadagno di un amplificatore.

Il funzionamento del discriminatore a rapporto, creato da Seeley e Avius è molto complesso e quindi riporteremo solo una spiegazione semplificata basata sul circuito di fig. 14 che è uno dei più usati nei diversi circuiti specialmente nelle ra-

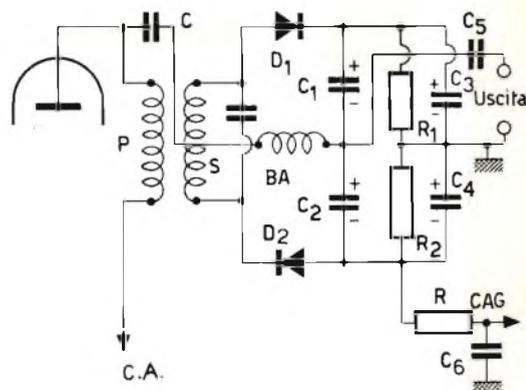


Fig. 13 - Circuito discriminatore a rapporto con accoppiamento a condensatore.

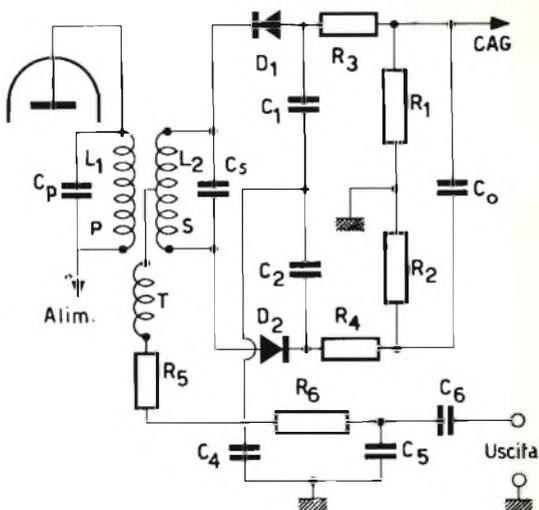


Fig. 14 - Circuito discriminatore a rapporto con accoppiamento a induttanza.

dio a modulazione di frequenza e nei circuiti TV-suono.

Nel caso di questo circuito, due tensioni FM sono applicate ai diodi D_1 e D_2 il cui senso di collegamento è uguale alla somma delle tensioni raddrizzate e resta costante mentre la loro differenza è il segnale modulante da estrarre dal segnale RF modulato in frequenza.

La variazione di ampiezza della tensione RF del segnale modulato è pressapoco senza influenza sul segnale ottenuto all'uscita: questo evita nella maggior parte dei casi, di montare prima di questo discriminatore, un dispositivo limitatore. Per questo fatto, l'amplificatore che precede il discriminatore avrà un guadagno più elevato con lo stesso numero di valvole o di transistori. La limitazione con il discriminatore a rapporto è dovuta al

fatto che i due diodi, essendo inversi, possono essere considerati come collegati in serie con i condensatori C_1 e C_2 , tutto questo circuito è collegato in parallelo sul secondario L_2 dell'avvolgimento del discriminatore. Questi due diodi smorzano l'avvolgimento e questo smorzamento aumenta con l'ampiezza del segnale RF.

D'altra parte il condensatore C_0 di valore elevato, per esempio di $1 \mu\text{F}$, assorbe tutte le variazioni rapide della tensione RF, BF e VF e lascia sussistere solamente la tensione continua a variazione lenta utilizzabile per il C.A.G.

Nei circuiti di grande precisione, il rivelatore a rapporto può essere preceduto da un dispositivo limitatore allo scopo di rendere ancora più efficace la soppressione di tutta la modulazione d'ampiezza.

(da « Le Haut-Parleur » 1165)

RADIOTECNICI - RADIORIPARATORI - RADIOAMATORI

UNA SOLA E' LA DIREZIONE...

E' 





34127 TRIESTE Via F. Severo, 138

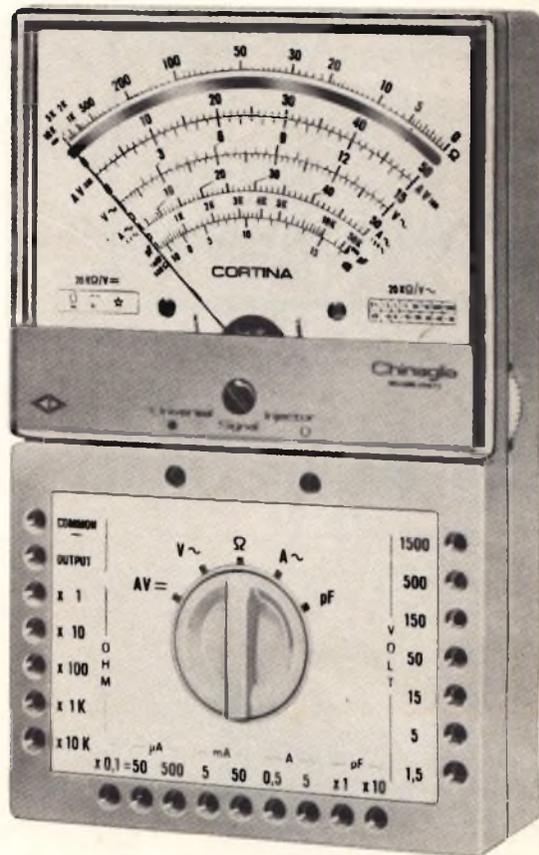
NUOVO ANALIZZATORE MOD.

CORTINA

20kΩ/V

CARATTERISTICHE

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



Mod. CORTINA

PRESTAZIONI

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

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

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale

L. 12.900



astuccio ed accessori compresi

L. 14.900

franco n/s stabilimento

CHINAGLIA
CHINAGLIA

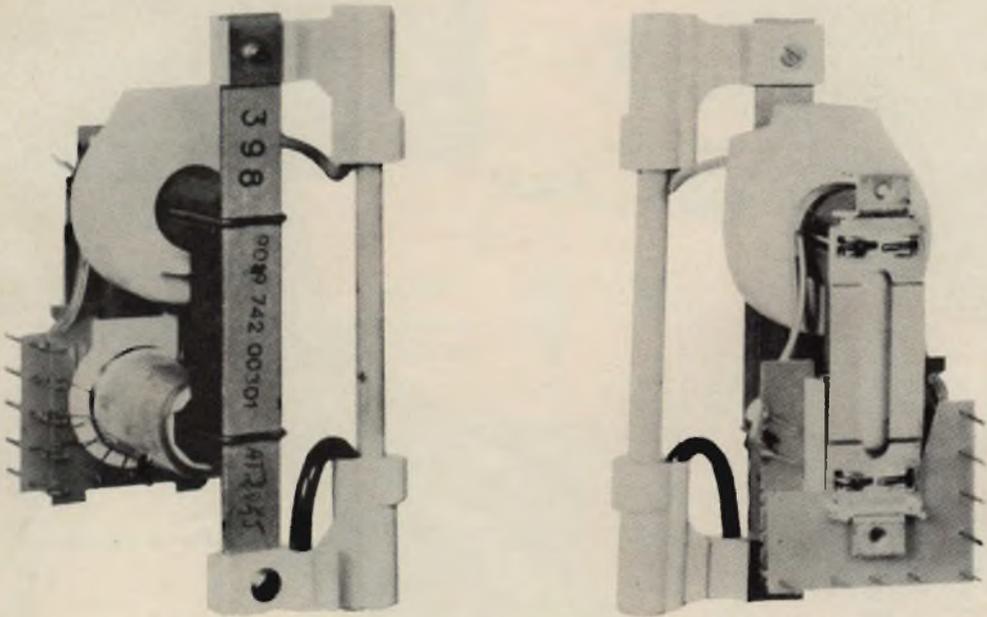
elettrocostruzioni s.a.s. 32100 Belluno
via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102



**NUOVI
COMPONENTI**

TRASFORMATORE D'USCITA TIPO AT/2045-01

PER STADI FINALI DI RIGA A TRANSISTOR



a)

b)

Fig. 1 - Trasformatore d'uscita di riga AT/2045-01 n° G.B.C. ME/1980-00 (9019 742 00301) per stadi finali di riga a transistori

a) visto dalla parte dove si trova il raddrizzatore al selenio
b) visto dalla parte dove si trova la basetta portaterminali.

In unione al transistoro di potenza al silicio BU 105, questo trasformatore permette di realizzare stadi finali di riga molto stabili e di rendimento elevato.

Questo trasformatore d'uscita è stato progettato per fornire la tensione di scansione orizzontale richiesta dai cinescopi con diagonale dello schermo da 17" ... 25" montati su televisori nei quali lo stadio finale orizzontale impiega il transistoro di potenza al silicio BU 105 che durante il periodo in cui è interdetta la giunzione base-emettitore funziona anche come diodo di booster. Come rettificatore dell'EAT viene usato un diodo al selenio. Deve essere impiegato in combinazione con la unità di deflessione AT/1040 n° G.B.C. MG/2024-00 ed il regolatore della linearità AT/4042-02 n° G.B.C. MG/0598-04.

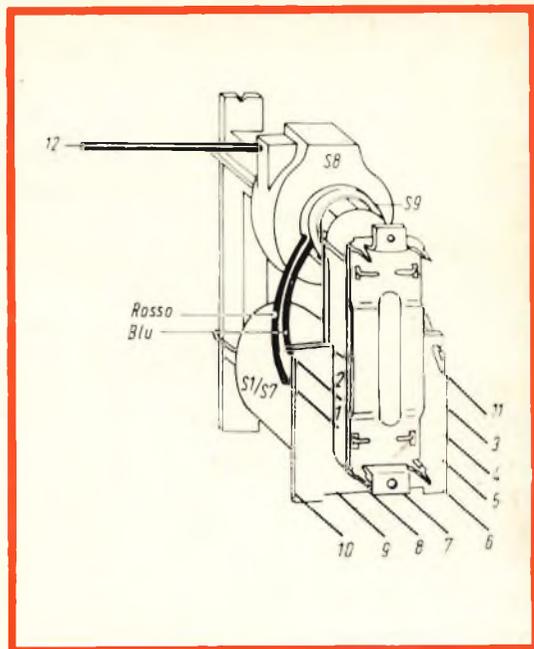


Fig. 2 - Terminali di collegamento del trasformatore AT/2045-01 n° G.B.C. ME/1980-00. Dimensioni 66 x 40 x 90 mm.

$C_p = 2700 \text{ pF}$				$C_p = 3000 \text{ pF}$			
I_{raggio}	35	400	μA	35	400	μA	
V_B	136	130,5	V	130	125	V	
I_B	200	240	mA	186	225	mA	
V_{EAT}	19,2	16,9	kV	17,8	15,7	kV	
Sovrascansione	9,5		%	9		%	
V_1 (punto 6)	- 280		V	- 260		V	
V_2 (punto 7)	- 160		V	- 150		V	
V_3 (punto 8)	- 23		V	- 21		V	
V_4 (punto 10)	+ 240		V	+ 220		V	
R_i (EAT)		< 6	$\text{M}\Omega$		< 6	$\text{M}\Omega$	
Tempo di ritorno		18	%		18,5	%	
V_{CE}	960	950	$V_{\text{p.p.}}$	890	880	$V_{\text{p.p.}}$	
I_{CE}	1,7	1,6	$A_{\text{p.}}$	1,6	1,55	$A_{\text{p.}}$	
I_{CB}	1,25	1,1	$A_{\text{p.}}$	1,15	1,05	$A_{\text{p.}}$	

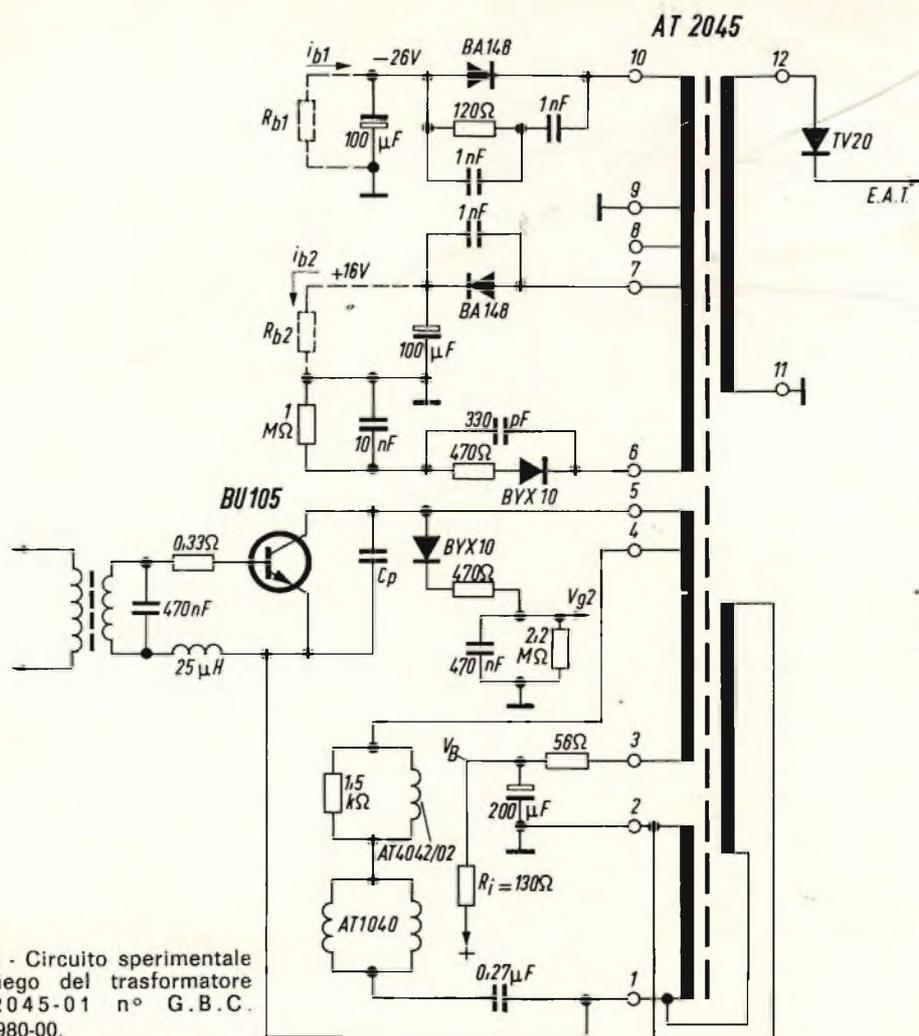


Fig. 3 - Circuito sperimentale d'impiego del trasformatore AT/2045-01 n° G.B.C. ME/1980-00.

Costruzione

Il circuito magnetico del trasformatore è formato da due nuclei di ferrocube (FxB), e precisamente uno a U ed uno a I. L'avvolgimento primario (5-3), gli avvolgimenti ausiliari (6...10) e gli avvolgimenti per la deflessione si trovano immersi in resina poliester e sono montati su una gamba del nucleo ad U (fig. 1). L'avvolgimento per l'EAT è stato incapsulato in resina poliester e sistemato sull'altra gamba del nucleo.

Per il montaggio sullo chassis, il trasformatore è munito di quattro piedini

e di due fori filettati. Il collegamento con lo stadio finale di riga e con gli altri circuiti viene effettuato mediante terminali stagnati (fig. 2) secondo lo schema d'impiego di fig. 3.

Caratteristiche elettriche

Si riferiscono al circuito d'impiego di fig. 3 e sono state misurate con un carico complessivo di 10 W e con le resistenze di carico fittizie R_{b1} e R_{b2} ($i_{b1} = 220$ mA, $i_{b2} = 250$ mA) (fig. 3). Il carico capacitivo tra i punti 1 e 4 è di 100 pF.

IMPIEGO DEL TANTALIO E DEI SUOI COMPONENTI

**NOVITÀ
TECNOLOGICHE**

Sono state sviluppate speciali tecnologie per l'impiego del tantalio e produzione di piccoli strati. Esse, permettono di ottenere ottimi risultati per gli elementi passivi.

Produzione di microcircuiti

Esistono diversi metodi per realizzare i piccoli strati che servono da base ai componenti passivi o ai collegamenti utilizzati nei microcircuiti. Il metodo che qui esaminiamo consiste nel deporre, tramite polverizzazione catodica, piccoli strati di tantalio, o di composti di tantalio, su sostegni di vetro o di ceramica, e di imprimere questi strati, con la tecnica della fotoincisione, per ottenere il circuito desiderato. E' così possibile ottenere simultaneamente tutti gli elementi resistivi, gli elettrodi dei condensatori, le induttanze di piccolo valore, i collegamenti ed i contatti.

L'ossidazione anodica del tantalio fornisce un mezzo pratico per la regolazione delle resistenze, assicurando una eccellente protezione meccanica e termica.

L'ossido di tantalio costituisce inoltre un dielettrico che permette di ottenere condensatori di grande capacità con un volume ridotto.

Il circuito definitivo è ottenuto per evaporazione sotto vuoto, attraverso degli schermi, di diversi corpi che permettono di realizzare la seconda armatura dei condensatori (nichel, cromo, oro), di aumentare la conducibilità elettrica delle connessioni (rame, palladio), e di realizzare il dielettrico di condensatori di piccoli valori (monossido di silicio).

Caratteristiche principali

La scelta del metodo si fa in base alle seguenti considerazioni che citiamo per ordine d'importanza:

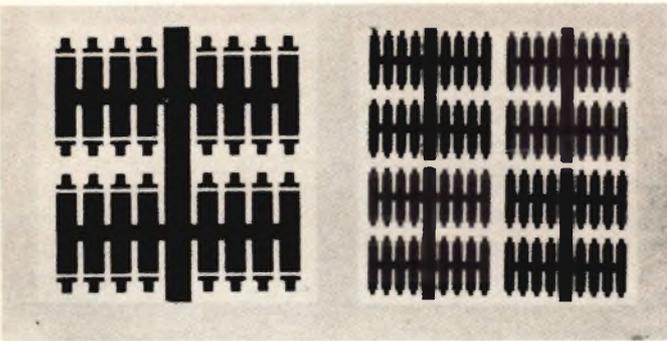
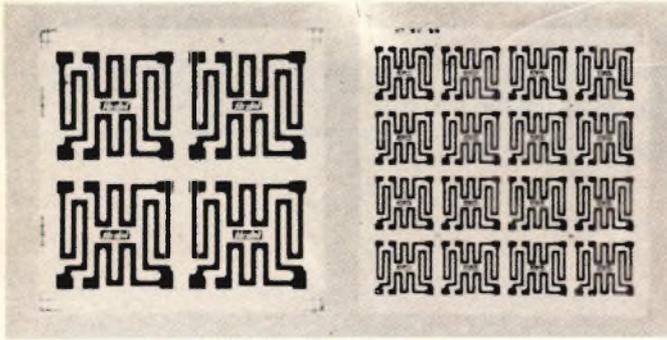
- fiabilità
- economia della fabbricazione
- riduzione di volume

Dal punto di vista della fiabilità, il tantalio ed alcuni dei suoi derivati sono caratterizzati da una resistenza chimica molto elevata. Le resistenze elettriche ottenute sono di una qualità eccellente e molto stabile nel tempo.

Il metodo di polverizzazione catodica

permette di deporre strati che aderiscono perfettamente ai substrati. In generale, le tecniche sotto vuoto forniscono, a partire dai metalli di alta purezza, piccoli strati di qualità, esenti da rischi di contaminazione o di corrosione durante la produzione stessa.

Nel metodo scelto non esistono ancora tecniche di produzione che permettano di ottenere direttamente il deposito di semiconduttori sul substrato; è quindi necessario riportarlo con la classica saldatura, (piombo, stagno, termocompressione, ultrasuoni).



Qualche esempio di realizzazione dei componenti passivi a piccoli strati di tantalio. In alto: resistenze; in basso: condensatori.

Questo metodo di produzione è economico poichè permette, in un numero limitato d'operazioni, di realizzare simultaneamente sullo stesso sostegno un gran numero di resistenze, condensatori, connessioni che rappresentano numerosi circuiti identici (da 10 a 100).

I piccoli strati di tantalio sono stati sviluppati, da un gran numero di società. E' certamente inutile insistere sulla riduzione di volume ottenuta utilizzando piccoli strati, la compattezza è generalmente compresa fra 10 e 100 componenti per cm^2 . La riduzione di volume è soprattutto limitata dai problemi posti per l'evacuazione del calore dissipato e per il raccordo dei microcircuiti.

Caratteristiche delle resistenze e dei condensatori a piccoli strati

— Resistenze:

- Gamma di valori: $5 \Omega \div 1 \text{ M}\Omega$
- Coefficiente di temperatura: — 60 a $90 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$.
- Scarto massimo del coefficiente di temperatura sullo stesso supporto: $\pm 5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$.
- Dissipazione per alta stabilità: $10 \text{ mW}/\text{mm}^2$
- Stabilità, 1000 ore a $+ 70^\circ\text{C}$ a $10 \text{ mW}/\text{mm}^2$: superiore a 0,1%

— Condensatori al pentossido di tantalio

- Capacità per 3 unità di superficie: 1000 pF/mm².
- Tensione di servizio: 25 V
- Coefficiente di temperatura: + 200 a + 250 × 10⁻⁶/°C
- Tangente dell'angolo di perdita a 1 kHz: < 0,5%

Condensatori al monossido di silicio

- Capacità per unità di superficie: 100 pF/mm²
- Tensione di servizio: 25 V
- Tangente dell'angolo di perdita a 1 MHz: < 0,5%

Connessioni

- Resistenza in ohm per quadrato: < 0,1

Applicazioni dei circuiti a piccoli strati

Una rifusione dei circuiti elettronici è necessaria per adattarli alla tecnologia dei piccoli strati, con la soppressione, nei limiti del possibile, di trasfor-

matori, induttanze, relè, condensatori di grande capacità.

I microcircuiti a piccoli strati sono specialmente idonei alla realizzazione di complessi funzionali lineari, ai quali danno stabilità e flessibilità d'impiego, ma vengono ugualmente per la realizzazione d'insiemi logici, campo dove portano fiabilità ed aumento delle velocità d'operazione.

La tecnica dei piccoli strati offre, rispetto a quella dei circuiti integrati, vantaggi apprezzabili; in primo luogo essa rimane redditizia per piccole serie, ed è relativamente rapido passare dalla fase di studio a quella di produzione. Inoltre, i componenti passivi a piccoli strati hanno pochi accoppiamenti fra di loro e sono realizzabili con delle tolleranze strette, dei coefficienti di temperatura piccoli e delle derive ridotte nel tempo. Infine, per le applicazioni spaziali, i componenti passivi a piccoli strati sono meno affetti alle diverse radiazioni che non i soliti componenti passivi.

(Da « Electronique » - n. 76)

POTENZIOMETRI a strato di carbone e a filo



Potenzimetri speciali per TV a colori

MODELLI TRIMMER semifissi e miniatura



LESA

CAMBIADISCHI



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

GIRADISCHI



Altri prodotti per l'industria

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

Invio gratuito dei cataloghi

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO
Uffici Regionali:
TORINO-GENOVA-PADOVA-BOLOGNA-FIRENZE-ROMA-NAPOLI-BARI-PALERMO-CATANIA

UNITA' DI CONTEGGIO uni-bidirezionale visualizzato Serie 50

gamma di tipi completa
semplicità di montaggio
economicità

CAMPI D'APPLICAZIONE

- conteggio della produzione industriale in genere
- controllo di macchine utensili
- controllo di macchine avvolgitrici (bobinatrici)
- controllo di macchine per l'imballaggio ed il confezionamento
- controllo di velocità
- sistemi di pesatura e dosatura automatica
- comando stampanti
- misura della frequenza

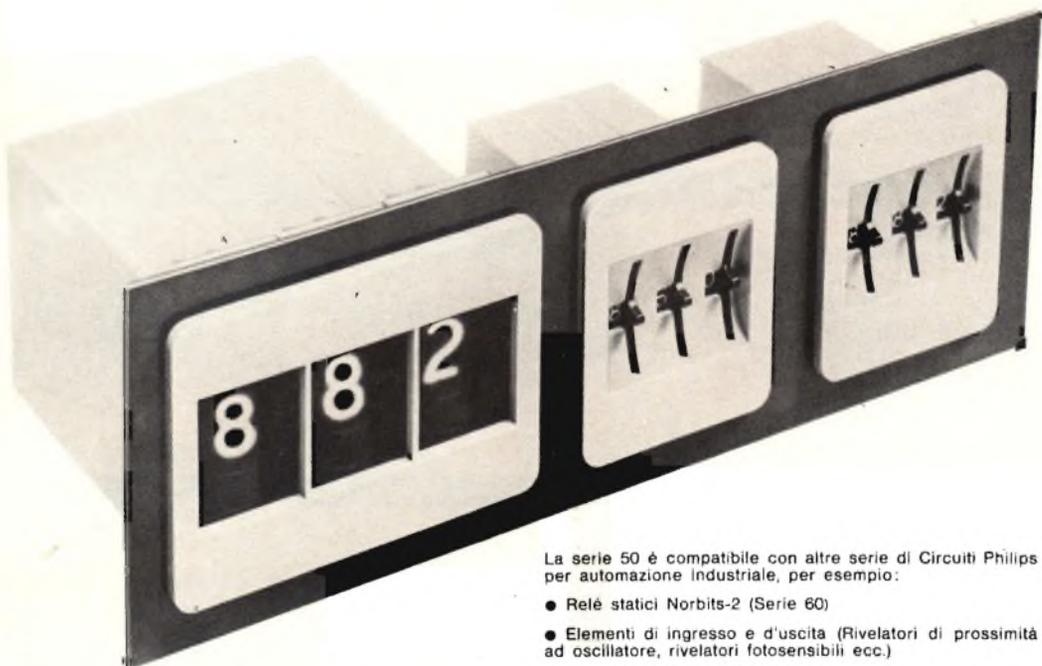
caratteristiche principali

Impiego di elementi SCS (Silicon Controlled Switches)

Temperatura di funzionamento: $-25 \pm +70^{\circ}\text{C}$
(semiconduttori al silicio)

Frequenza di funzionamento: fino a 50 kHz

Contenitore in plastica con terminali a saldare o per wire-wrapping



La serie 50 è compatibile con altre serie di Circuiti Philips per automazione industriale, per esempio:

- Relè statici Norbits-2 (Serie 60)
- Elementi di ingresso e d'uscita (Rivelatori di prossimità ad oscillatore, rivelatori fotosensibili ecc.)

Altri componenti trattati dal Reparto Microelettronica della Philips S.p.A.: ● Circuiti integrati digitali ● Circuiti integrati lineari ● Transistori e diodi per applicazioni professionali ● Transistori e diodi per applicazioni consumer ● Diodi controllati ● Diodi di potenza ● Diodi Zener ● Matrici, platrici, stacks di memorie ● Memorie magnetiche complete ● Linee di ritardo per applicazioni professionali ● Circuit-blocks: serie 100, serie 1, serie 10, serie 20 ● Circuiti speciali su commessa Clienti ● Relè statici Norbits-2 ● Circuiti stampati, chassis ed accessori di montaggio ● Alimentatori stabilizzati a transistor ● Elementi di ingresso-uscita ● Commutatori rotativi ● Testine magnetiche in ferrite ● Circolatori e isolatori a ferrite.



PHILIPS

PHILIPS S.p.A.
Sezione ELCOMA - Reparto Microelettronica
20124 Milano - Piazza IV Novembre, 3 - Telefono 69.94

Descriviamo in questo articolo, e in un altro che seguirà, diverse note sul come ottenere i migliori risultati con delle antenne TV o FM, richiamando l'attenzione, in modo particolare, sulle caratteristiche tecniche da considerare, le proprietà direzionali e infine sulla larghezza di banda.

Parte I

CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

come ottenere i migliori risultati con le antenne TV ed FM

Come tutti avranno notato, i radiorecettori moderni equipaggiati di transistori sono dotati di una piccola antenna interna che permette di ottenere generalmente dei risultati abbastanza soddisfacenti, grazie anche alla sensibilità del montaggio e al rapporto segnale/disturbo che assicura un ascolto di buona qualità musicale. Nel caso però si tratti di ricevere delle trasmissioni televisive oppure delle trasmissioni radio a modulazione di frequenza a una certa distanza, è senz'altro necessario installare una antenna esterna, che deve essere scelta in modo razionale.

In particolare, per ottenere i migliori risultati, si tratta non solamente di scegliere accuratamente le caratteristiche dell'antenna, ma anche di installarla in

una posizione in cui vengano evitati i disturbi di propagazione. Anche nelle installazioni più moderne, non si può ottenere una ricezione di alta qualità, se non si adottano dei metodi di installazione esatti.

Come è noto per la ricezione delle onde corte, l'antenna di tipo classico è del tipo a dipolo a semionda; questo tipo di antenna ha un diagramma polare che indica le direzioni abituali di ricezione a forma di otto come si può vedere in fig. 1.

Il diagramma verticale è identico tutto intorno all'antenna, questa antenna capta i segnali provenienti dalla parte anteriore e dalla parte posteriore come pure quelli provenienti dal basso e dall'alto.

Come si può intuire quest'antenna semplice presenta degli inconvenienti; può risultare difficile accordare la sua impedenza con quella del circuito d'ingresso del televisore o del radoricevitore FM; il suo guadagno, vale a dire l'intensità del segnale captato è relativamente basso; infine i segnali possono essere ricevuti dalle due diverse direzioni, questo naturalmente rischia di determinare dei rumori parassiti dell'immagine, (immagini fantasma) e degli effetti d'interferenza fra i diversi canali di frequenze.

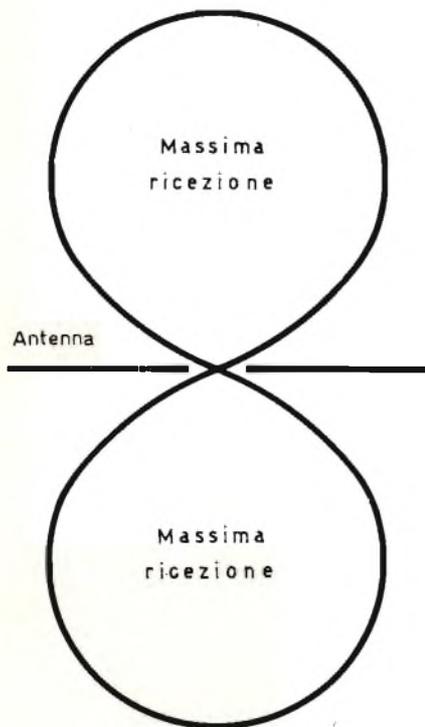


Fig. 1 - Diagramma polare di ricezione dell'antenna a dipolo normale.

Per aumentare il guadagno e l'effetto direttivo nella direzione determinata dal trasmettitore, i costruttori hanno quindi aggiunto degli elementi ausiliari all'antenna elementare a dipolo, elementi riflettori e direttori. L'insieme di questi elementi viene chiamata antenna Yagi dal nome del suo inventore.

Gli elementi direttori, come dice il loro nome, servono ad aumentare l'effetto direttivo, vale a dire selettivo, in una data direzione, mentre gli elementi riflettori si oppongono all'azione delle onde che provengono da direzioni parassite e ritornano verso l'elemento ricevitore attivo.

Come si può vedere in fig. 2, l'antenna normale di questo tipo comprende un riflettore nella parte posteriore e un elemento direttore sul davanti ma, la maggior parte delle volte, gli elementi addizionali possono essere molto numerosi infatti ne esistono anche con dodici elementi direttori e più; il loro numero aumenta quando si vogliono ottenere delle ricezioni di segnali lontani e deboli. Questi elementi addizionali diminuiscono e di conseguenza diminuisce anche la ricezione eventuale dei segnali inutili o nocivi, che possono provenire dalla parte posteriore in questo caso si ha un aumento del guadagno nella direzione preferenziale in avanti, come si può vedere dalla fig. 3.

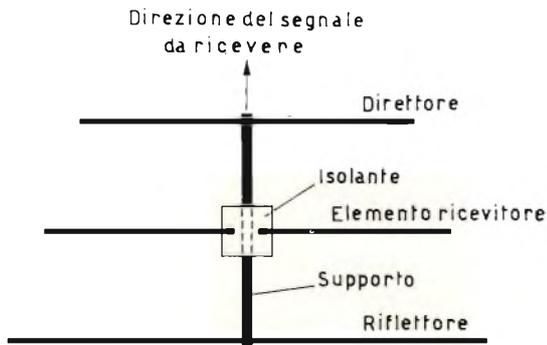


Fig. 2 - Antenna Yagi a tre elementi, la cui lunghezza e scartamento determinano la banda di frequenze di ricezione.

Se si dirige l'estremità che comprende l'elemento direttore verso il nord, per esempio, l'antenna capterà il segnale massimo proveniente da questa direzione, e in questa posizione tutte le trasmissioni che provengono da nord-est vengono ricevute con un guadagno sempre più debole, mentre le stazioni che arrivano da

est o da ovest non vengono più ricevute in modo apprezzabile, a meno che non siano molto vicine o abbiano una potenza elevata.

Queste qualità di direttività sono soprattutto importanti nelle zone in cui si possono ricevere diverse trasmissioni su una banda di frequenze analoghe. Naturalmente questo problema esiste ancora di più per la ricezione delle trasmissioni radiofoniche in modulazione di frequenza. Il diagramma polare di un'antenna di questo genere presenta, quindi, come si vede in fig. 3, sulla parte posteriore due piccoli anelli o lobi che indicano che la ricezione dei segnali che provengono nel caso considerato da sud-est o da sud-ovest è possibile in modo attenuato.

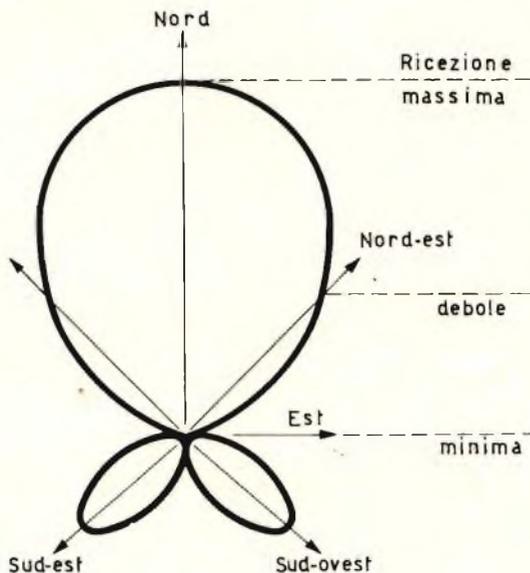


Fig. 3 - Diagramma polare di un'antenna Yagi.

Se esistono, per esempio, delle stazioni che trasmettono delle trasmissioni di frequenze molto vicine a questa direzione, ne possono risultare degli effetti di interferenza, ma non nello stesso modo che si avrebbe con una antenna a dipolo normale.

Impiegando un'antenna abbastanza lunga a elementi multipli; l'anello frontale del diagramma polare caratteristico dell'antenna diventa quindi sempre più stretto e il guadagno aumenta in modo considerevole, come indica il diagramma di fig. 4. Il sistema offre così delle possibilità ancora maggiori per la ricezione delle trasmissioni nelle zone critiche; ma, ben inteso, più l'antenna è direttiva più deve essere orientata con cura al momento della sua installazione e dopo alcune prove effettuate direttamente.

Le caratteristiche tecniche da considerare

Le antenne possiedono un certo numero di caratteristiche e di specificazioni, generalmente indicate sulle note del co-

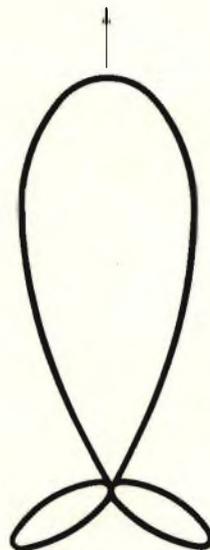


Fig. 4 - Diagramma polare di un'antenna Yagi molto direttiva formata da elementi multipli.

struttore e quindi è molto importante conoscere per ottenere i risultati migliori.

Così, il rapporto avanti-indietro indica la possibilità per l'antenna di eliminare il segnale indesiderato che arriva dalla parte posteriore e non proveniente dal trasmettitore desiderato. Un altro fattore

da conoscere è la polarizzazione, che corrisponde al piano della componente elettrica del segnale trasmesso e che dipende, allora, dalle caratteristiche del trasmettitore centrale o locale. Se l'antenna trasmittente è disposta orizzontalmente, e inviamo così una trasmissione polarizzata orizzontalmente, l'antenna di ricezione deve anch'essa essere polarizzata orizzontalmente per assicurare normalmente la ricezione migliore.

La larghezza di banda indica la larghezza del gruppo di frequenze dei canali televisivi che l'antenna può ricevere in modo efficace.

Le antenne normali, chiamate a banda stretta, sono adatte a ricevere solamente dei canali di frequenza poco numerosi e, la maggior parte delle volte, uno solo; allo stesso tempo, ben inteso, esso evita i rumori possibili che provengono da certe regioni di un segnale portato su una banda adiacente in un'altra direzione.

Quando si vuole così utilizzare normalmente un televisore normale spostandolo da una regione all'altra, non si può usare la stessa antenna.

Non si deve quindi confondere la larghezza di banda con la direttività; infatti un'antenna Yagi può avere una buona direttività, vale a dire che può captare i segnali provenienti da una zona molto stretta, e allo stesso tempo presentare delle caratteristiche di larghezza di banda molto variabili. Se le caratteristiche di risonanza dell'antenna sono veramente troppo accentuate per una gamma di frequenze molto ridotte, essa non può anche coprire la banda di frequenza normale di una sola trasmissione e, di conseguenza, rischia di eliminare le bande laterali utili; questo difetto rischia soprattutto di avere degli effetti sulla variazione dei colori nella televisione a colori.

La direttività quindi è la qualità che caratterizza la possibilità per l'antenna di captare i segnali provenienti da una direzione ben determinata e, dopo quello che abbiamo detto in precedenza sul diagramma polare, viene valutata abitualmente in gradi della larghezza del fascio di radiazioni che essa permette di ricevere.

In generale, è sempre consigliabile scegliere un'antenna molto direttiva e a banda di ricezione stretta, questo permette di evitare, come abbiamo già detto, le immagini fantasma.

L'elemento ricevitore attivo è formato dal sistema a dipolo che raccoglie i segnali e li trasmette al cavo di discesa collegato al televisore o al radiorecettore FM; su alcuni modelli di antenne ci possono anch'essi da considerare; un elemento.

Il guadagno espresso in decibel rappresenta l'aumento relativo del segnale ricevuto dall'antenna considerata, in confronto col segnale captato da una antenna a dipolo classica a semionda usata come riferimento. Gli elementi parassiti o liberi sono essere anche diversi di questi elementi ricevitore che non è più accoppiato direttamente alla linea di trasmissione dell'antenna, esercita una certa azione sul diagramma polare di questa antenna. Gli elementi direttori e riflettori possono essere considerati anche come degli elementi parassiti, come ogni parte di un'antenna direzionale non collegata direttamente al trasmettitore o al ricevitore.

Il diagramma polare, come abbiamo già detto, è un grafico che indica le condizioni di ricezione delle onde ricevute dall'antenna secondo la direzione. Esso indica chiaramente la direttività, il rapporto fra la ricezione anteriore e posteriore e il guadagno.

Le proprietà direzionali

Le proprietà direzionali dell'antenna vengono utilizzate nel caso in cui si devono evitare delle interferenze provenienti da certe direzioni e, poiché l'antenna a dipolo a semionda presenta due direzioni di ricezione nulla, essa può essere orientata in modo da ridurre questi fenomeni. I diagrammi di ricezione sono destinati a dare delle informazioni solo sulla sensibilità relativa in direzione dell'antenna e non sul guadagno, così se l'anello frontale di un diagramma è cinque volte più lungo dell'anello posteriore, questo significa semplicemente che l'antenna è cinque volte più sensibile in direzione frontale che nella direzione posteriore.

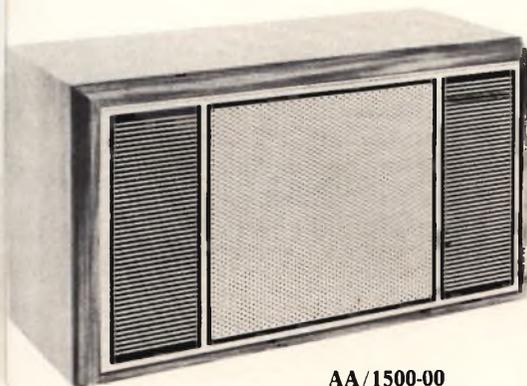
PER L'AMATORE PIÙ ESIGENTE....

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: $87 \pm 188 \text{ MHz}$**

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

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

Un altro metodo per esprimere questa relazione consiste nel dire che l'antenna ha un rapporto di 5 a 1 in direzione frontale rispetto alla direzione posteriore.

Un altro punto da considerare consiste nel fatto che se il diagramma è espresso in termini di potenza, il rapporto diventa di 25 a 1, poiché la potenza è proporzionale al quadrato della tensione. Così, quando si confrontano le caratteristiche direzionali delle due antenne, si dovrà fare in modo che il rapporto avanti-indietro sia espresso nelle stesse unità.

La direttività di una antenna dipende all'inizio dai campi prodotti negli elementi di questa onda totale; le antenne $3/2$ con lunghezza d'onda di $3/2$ hanno una direttività massima nelle diverse direzioni dei fianchi laterali. Queste antenne hanno delle proprietà di risposta in 6 direzioni al posto di due.

Quando si effettuano dei confronti di guadagno, l'unità di misura utilizzata è il decibel, ma esiste, come si sa, un rapporto fra il numero dei decibel e il rapporto delle tensioni che è richiamato in fig. 5.

Per ogni guadagno di 6 decibel, la tensione è duplicata; così un'antenna che produce un guadagno di 6 dB rispetto a un dipolo standard fornisce circa due volte la tensione di riferimento e un'antenna che produce un guadagno di 12 dB produce circa 4 volte questa tensione; un'antenna avente un guadagno di 18 dB produce circa 8 volte questa tensione.

La larghezza di banda

Ricordiamo a questo punto che le antenne TV e FM funzionano come dei circuiti accordati; la risonanza di frequenza e quella della frequenza di risonanza dipendono dalla loro selettività e dal loro coefficiente di sovratensione Q . Quando si vuole ricevere una banda piuttosto stretta di frequenze a scapito delle altre, è preferibile usare un'antenna ad alto coefficiente. Per ricevere una banda di frequenza più larga, si dovrà usare al contrario, una antenna a banda più larga, anche a scapito del guadagno.

Un sistema che permette di ridurre il coefficiente di sovratensione dell'antenna

consiste nell'utilizzare gli elementi conduttori di grande diametro, o diversi conduttori in parallelo. Un secondo metodo consiste nel rendere il sistema risonante per due frequenze largamente separate, facendo i dispositivi per la combinazione di una antenna a semionda e tre semionde.

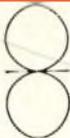
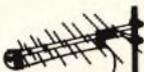
Un terzo metodo consiste nel disporre gli elementi dell'antenna in modo che si estendano su una superficie molto larga, e questo effetto è analogo all'aumento della superficie attiva del conduttore dell'antenna stessa. Si riduce così il coefficiente di sovratensione dell'antenna e si aumenta la sua larghezza di banda; ma questa estensione non deve superare certi limiti, senza che il coefficiente Q sparisca pressapoco completamente.

Un quarto metodo per aumentare la larghezza di banda consiste nell'utilizzare evidentemente delle antenne separate per ogni banda; la costruzione è più complicata, ma il metodo permette di ottenere una ricezione ottima per tutte le stazioni.

Insieme d'antenne e loro effetti

Un insieme di antenne è un sistema nel quale due o più elementi sono utilizzati per aumentare la larghezza di banda, il guadagno, la direttività o altre caratteristiche desiderabili e questo risultato si ottiene sommando o sottraendo dei campi che agiscono su ciascuna antenna. Se i campi si sommano, il guadagno è maggiore in una determinata direzione; mentre se i guadagni sono opposti l'uno rispetto all'altro, il guadagno totale è ridotto. Gli insiemi sono formati da due o più antenne a dipolo disposte in modo che i loro elementi siano paralleli fra di loro e posti verticalmente. Il guadagno e la direttività aumentano parallelamente al numero degli elementi e i segnali che arrivano in direzione verticale sono attenuati, cosa utile questa per evitare alcuni parassiti. Un altro tipo consiste negli insiemi d'antenna con estremità attiva destinata ad assicurare un diagramma di direttività unidirezionale. Si possono impie-

Fig. 5 - A fianco. Esempi di diversi tipi di antenne con le loro caratteristiche medie corrispondenti.

Disposizione	Diagramma polare	Guad. medio in dB	Rapporto AV/IN in dB
		2.14	0
		6.24	> 20
		6.24	> 20
		9	> 20
		11	20
		10-11	> 25
		13-14	> 25
		10-15	> 20
		7-17	> 20
		10-17	20
		16-21	> 20
		16-21	> 20

gare due metodi, il primo consiste nell'utilizzare due antenne a semionda parallele nello stesso piano orizzontale e montate una dietro all'altra; il secondo metodo consiste nel mettere un elemento libero e non collegato, detto parassita, dietro all'antenna che è collegata al ricevitore, e che costituisce un riflettore.

La fig. 5 mostra degli esempi di costruzione diversa di antenne con i corrispondenti diagrammi polari, i guadagni ottenuti e i rapporti avanti-indietro in dB.

Si ha così, un dipolo, un dipolo con schermo riflettore, due antenne ripiegate su piastre metalliche o ad angolo con schermi riflettori, un riflettore a cono, una antenna a periodicità logaritmica sola o combinata, una antenna dello stesso principio con elementi a $3/2$ d'onda, una antenna Yagi a elementi multipli, un insieme di antenne ripiegate, un dipolo con riflettore parabolico e una antenna a larga banda anch'essa con riflettore parabolico.

(Da « Le Haut-Parleur » 1184)



Maggior sicurezza per gli sciatori. Interessante iniziativa dell'A.C.I.

È stato inaugurato il 15 dicembre 1968 un collegamento radiotelefonico sulla strada del Foscagno, che collega Bormio con Livigno, con valichi che vanno da 1865 a 2100 e 2291 metri. Grazie a questo servizio radiotelefonico per l'autosoccorso montano, che può funzionare ad altitudini superiori ai 2100 metri e con temperature polari di 35/40 gradi sottozero, sciatori e turisti potranno richiedere, sia di giorno che di notte l'immediato intervento del soccorso stradale. L'A.C.I. dopo un periodo sperimentale, intende dare un maggiore sviluppo a questa lodevole iniziativa. Nella foto: Il cartello indicatore dell'impianto.

il cambiadischi stereo più



CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244-17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 × 270 mm



**nuovissimo
pratico
completo**

N. G.B.C. RA/0594-00

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE

G.B.C.
Italiana

IN ITALIA.

LABORATORIO FOTOGRAFICO

Riportiamo in questo articolo un sistema semplice ed economico per attuare il controllo dei tempi di ripresa delle macchine fotografiche e cinematografiche ottenuto per mezzo di semplici riprese televisive.

controllo delle macchine fotografiche e delle cineprese per mezzo del televisore

Come è a tutti noto, fra la televisione e il cinema esistono delle relazioni piuttosto strette e di conseguenza le tecniche di costruzione e di funzionamento devono essere ausiliari l'una con l'altra.

Ora, grazie ai registratori è diventato possibile registrare su un nastro magnetico i suoni che accompagnano le immagini televisive ed inoltre con i registratori video è diventato anche possibile registrare le immagini televisive stesse. Con questo apparecchio potremo fissare sul nastro le immagini che più ci interessano di un programma, oppure dei programmi scientifici o pedagogici di ogni genere. Questo apparecchio è particolarmente indicato nel campo dell'insegnamento.

Comunque ricordiamo che le immagini più interessanti e significative possono

essere riprese più semplicemente per mezzo di una macchina fotografica o di una cinepresa di tipo normale; l'unica precauzione è quella di utilizzare una pellicola abbastanza sensibile e un obiettivo luminoso ($1,5 \div 3,5$) a causa della luminosità relativamente bassa dello schermo fluorescente.

A questo punto dobbiamo far notare che con l'aiuto di un televisore è possibile controllare lo stato di funzionamento normale di una macchina fotografica e in modo particolare del suo otturatore.

Se le immagini registrate sono in effetti sovraesposte o sottoesposte non è sempre colpa dell'esposimetro o della poca abilità dell'esecutore. Questo difetto può essere dovuto al fatto che la velocità dell'otturatore, anche sugli apparecchi di

qualità, non è più in realtà uguale alle indicazioni riportate sulla macchina.

Questo fatto può essere dovuto a diverse cause; in particolare quando l'otturatore resta inattivo per un lungo periodo di tempo durante l'inverno e nel caso fosse stato leggermente ingrassato, l'olio può indurirsi e quindi può rallentare più o meno la manovra. Anche la molla può presentare una variazione di tensione meccanica e dell'elasticità all'inizio di certi tempi.

La formazione delle immagini televisive

Durante una proiezione cinematografica, si ha la sensazione di osservare delle immagini animate benché in effetti si tratti di una proiezione d'immagini fisse successive poste di seguito le une alle altre con una cadenza di 24 immagini al secondo per le immagini sonore e di 16 immagini al secondo per le immagini mute, con degli intervalli di otturazione fra ciascuna immagine destinati ad evitare un effetto di instabilità.

Questa sensazione continua del movimento è dovuta come si sa, al fenomeno della persistenza dell'immagine sulla retina, ma tutti i punti delle immagini fisse successive, benché differiscano leggermente da quelle delle immagini antecedenti sono pertanto proiettate simultaneamente sullo schermo.

In televisione, l'immagine completa osservata sullo schermo e che a noi sembra in movimento grazie ancora alla persistenza delle immagini sulla retina, è formata in ogni istante da tutti gli elementi che la compongono. L'immagine viene ricostruita, sulla superficie dello schermo, elemento per elemento e punto per punto, da un fascetto luminoso, la cui brillantezza e tonalità variano in modo costante; questo esplora tutta la superficie utile per righe parallele vicine quasi orizzontali che formano una trama. In realtà, come è noto, non vi è realmente una immagine sullo schermo e, in ogni istante, non si forma che una piccola zona luminosa costantemente in movimento; è solo il nostro cervello che crea questa illusione e di conseguenza permette l'esistenza della televisione.

La superficie dello schermo è esplorata dal fascetto durante un tempo molto breve dell'ordine di 1/25 di secondo in Europa e di 1/30 di secondo negli Stati Uniti; questo è dovuto alla differenza di frequenza delle correnti industriali.

Ripresa e scansione

Per controllare il funzionamento della nostra macchina, si dovrà usare per fotografare, non una immagine completa abituale, in quanto darebbe delle indicazioni approssimate sul buon funzionamento del nostro apparecchio, ma la scansione dello schermo del televisore con il puntino luminoso in assenza di trasmissione.

Come abbiamo già detto in precedenza, il pennello elettronico del cinescopio esplora lo schermo 50 volte al secondo a causa dell'utilizzazione del sistema chiamato « a immagini interallacciate », vale a dire del sistema che attua l'esplorazione della superficie dapprima sulle righe dispari e poi sulle righe pari.

Il puntino parte dall'alto a destra dello schermo e va verso il basso nell'angolo sinistro. Per ogni passaggio, il pennello elettronico esplora alternativamente, la prima volta le linee dispari 1, 3, 5, 7, 9 ecc. e la seconda volta le linee pari.

Ogni esplorazione della metà di una semiimmagine elementare dura così 1/50 di secondo o 20 millisecondi. Per produrre l'intera immagine, si deve completare con un'altra semiimmagine e il puntino luminoso ritorna così verso l'angolo superiore destro dello schermo, prima di percorrere la sua corsa di nuovo con le linee pari orizzontali verso l'angolo inferiore.

Il ritorno del puntino luminoso verso l'angolo superiore non deve evidentemente essere visibile e viene così soppresso o mascherato da un ingegnoso dispositivo elettronico. La durata del ritorno dall'alto verso il basso dello schermo corrisponde dal 5% al 10% di una durata di esplorazione di una semiimmagine elementare come si può vedere in fig. 1. Così, in fotografia, per ottenere la registrazione su una superficie sensibile di due semiimmagini che formano l'immagine completa definitiva, si deve usare un tempo di fase al minimo di 2/50 di

secondo, cioè 1/25 di secondo e in cinematografia i tempi di ripresa dovranno avvicinarsi il più possibile alla cadenza di funzionamento del televisore, vale a dire che si dovrà trovare una durata dell'ordine di 20 millisecondi.

Si ha così il principio con il quale si può permettere una prima verifica molto semplice del funzionamento di un otturatore fotografico. Supponiamo di fotografare l'immagine apparsa sullo schermo del televisore con il nostro apparecchio

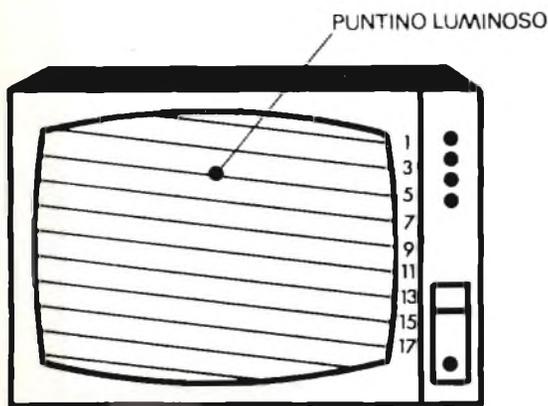


Fig. 1 - Esempio di esplorazione dello schermo televisivo effettuato dal puntino luminoso.

regolato con una velocità di 1/25 di secondo; se otteniamo un'immagine completa, ciò significa che la ripresa è stata effettuata durante un tempo non inferiore a 1/25 di secondo. Se, al posto dell'immagine completa, si vede apparire sulla fotografia una banda di immagini più o meno larga non esplorata e più scura senza essere interamente nera, ciò significa che la durata di esposizione è stata troppo corta e di conseguenza la velocità del nostro otturatore è troppo rapida. Se al contrario, il tempo di posa è stato molto superiore a 1/25 di secondo, si ottiene l'impressione di una immagine completa e, inoltre, la formazione sulla superficie sensibile di una immagine parassita supplementare che corrisponde in realtà a una parte dell'immagine seguente, dovuta a un effetto di ricoprimento che si può produrre in diversi punti.

Questi diversi fenomeni permettono così di rendersi conto in modo approssimato del funzionamento dell'otturatore, ma ben inteso, il metodo non è più così preciso e quindi è preferibile usare un procedimento migliore.

Come ottenere l'immagine di controllo

Facciamo funzionare il nostro televisore in assenza di trasmissione e regoliamo la luminosità e il contrasto in modo da far apparire sulla superficie delle righe luminose di scansione in modo più netto e più preciso possibile, cosa questa abbastanza facile da fare con un po' d'attenzione. Prendiamo la nostra macchina e usiamo una pellicola sensibile in bianco e nero per esempio del tipo Tri-X Kodak; regoliamo a questo punto il televisore dal punto di vista del contrasto e della luminosità in modo da ottenere delle immagini migliori possibili in un ambiente più scuro possibile.

Ricordiamo che il parallelismo deve essere perfetto fra il piano della pellicola sensibile e quello dello schermo; si verifichi poi la distanza fra la macchina e il televisore e quindi l'inquadratura. La distanza di ripresa deve essere dell'ordine di circa 2 metri con un obiettivo di focale normale; i risultati migliori si ottengono naturalmente con delle macchine reflex; consigliamo di effettuare la messa a punto prima della ripresa con l'aiuto di un cavalletto. Di conseguenza è possibile determinare direttamente e con buona precisione la distanza e l'orientamento dell'obiettivo rispetto allo schermo con un semplice metro metallico. A causa della bassa luminosità dello schermo, è necessario impiegare l'apertura del diaframma maggiore fra f: 1,5 e f: 3,5.

Lo schermo del televisore va fotografato con un tempo di 1/50 di secondo o a una velocità ancora più rapida, la nostra macchina registrerà il numero reale di righe tracciate dal punto luminoso quando attraversa lo schermo una volta.

Con delle velocità comprese fra 1/25 e 1/50 di secondo, la pellicola registrerà una scansione corrispondente alla metà delle righe e una parte della scansione seguente. Per un tempo di posa di 1/25

di secondo, avremo, come abbiamo già detto in precedenza, esattamente una immagine completa dello schermo del televisore.

I tempi necessari per produrre ciascuna riga è dell'ordine di $1/10.000$ di secondo per la seconda catena e varia evidentemente a secondo che la scansione si effettua con il sistema a 819 righe per la prima catena o di 625 righe per la seconda. Quando otteniamo sulla superficie sensibile la registrazione delle righe di scan-

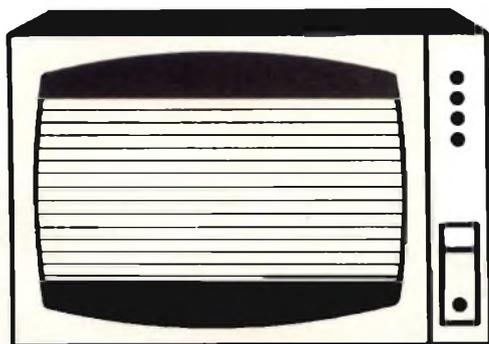


Fig. 2 - Immagine ottenuta con una macchina fotografica avente un otturatore a lamelle.

sione in modo ben netto, noi possiamo, esaminando queste righe, determinare la durata esatta dei tempi d'esposizione.

Si possono in effetti contare per mezzo di un ingrandimento e con l'aiuto di una lente, le righe registrate in modo ben netto, quando l'immagine non è più uniforme e poi moltiplicando questo numero per $1/15.000$ di secondo, si può dedurre la velocità esatta della esposizione dell'otturatore e la durata esatta durante la quale è stato aperto.

Dieci linee ben distinte e precise, per esempio, ci mostreranno che la velocità reale dell'otturatore è stata di $1/1500$ di secondo, mentre con 15 righe è di $1/1000$ di secondo, con 20 righe è di $1/700$ di secondo, con 100 righe è di $1/150$ ecc.

Si può così determinare con precisione la velocità di funzionamento dell'otturatore, di qualsiasi modello, sia che si tratti

di un otturatore centrale a lamelle fra le lenti, sia di un otturatore a tendina.

Quando si tratta di un otturatore centrale a lamelle, si otterranno delle righe simili a barre orizzontali (fig. 2); con un otturatore a tendina l'immagine incompleta apparsa sullo schermo potrà far percepire delle linee diagonali per il motivo che riportiamo (fig. 3).

L'otturatore a tendina o sul piano focale è essenzialmente, come dice il suo nome,

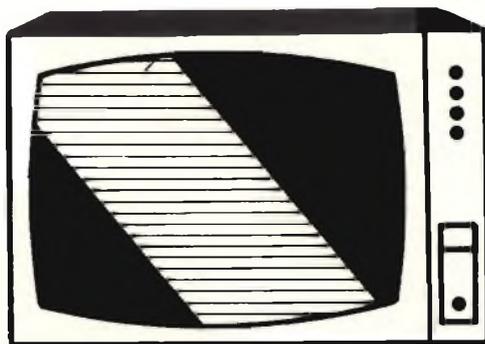


Fig. 3 - Immagine ottenuta con una macchina fotografica avente un otturatore a tendina.

una tendina e si comporta come una specie di fessura frastagliata, che si dispone sulla superficie sensibile. Quando l'otturatore viene fatto scattare, questa fessura esplora la superficie della pellicola in senso orizzontale e nella maggior parte dei casi, essa espone così successivamente tutte le parti della superficie alla luce.

Quando riprendiamo una immagine inscritta sullo schermo televisivo, la fenditura dell'otturatore, la cui larghezza è regolabile, si dispone da un bordo all'altro e capta la immagine del punto luminoso in movimento che esplora da sinistra a destra e dal basso verso l'alto, registrando così successivamente man mano che esso scopre la pellicola le parti delle righe che sono state prodotte e finalmente, in seguito a un effetto di composizione dei movimenti, si ottiene una traccia delle righe in diagonale.

Se all'inizio dell'esposizione, il pennello è al centro dello schermo, si vedranno apparire due corte diagonali, una dalla parte in cui il puntino ha effettuato la sua scansione verso il basso dello schermo e l'altro la dove ha inizio la scansione seguente, dalla parte superiore. Per ottenere una diagonale completa della parte superiore verso il basso, si dovranno inscrivere almeno quattro immagini sullo schermo. Per le macchine fornite di otturatori a tendina, il quale si dispone verticalmente invece che orizzontalmente, è necessario fare girare la macchina di 90°, quando si effettua l'esposizione.

Le differenti operazioni pratiche

Per effettuare questo controllo in modo pratico ed efficace, sono necessarie un certo numero di operazioni.

- a) Caricare la macchina con una pellicola rapida del tipo Tri-X della Kodak.
- b) Regolare l'apertura dell'obiettivo su un valore dell'ordine per esempio di f: 3,5 o f: 4 in modo da ottenere una esposizione sufficiente e delle righe nette.
- c) Accendere il televisore e lasciarlo scaldare per qualche minuto, questo è necessario anche se il televisore è a transistori, in quanto il cinescopio ha sempre un filamento.
- d) Far funzionare l'apparecchio sul canale che permette di ottenere l'immagine migliore, si dovrebbero preferire le 625 righe.
- e) Girare la manopola del controllo di luminosità al valore massimo possibile senza rischiare di danneggiare lo schermo e agire sulla manopola di contrasto per ottenere delle righe di scansione più nette possibili. Esiste allora, su alcuni televisori, un tasto speciale che permette di migliorare la finezza della scansione.
- f) Usare un cavalletto per la nostra macchina fotografica in modo che resti ben stabile e permetta quindi una

messa a punto esatta; l'apparecchio deve essere avvicinato il più possibile allo schermo del televisore in modo da ottenere un'immagine più grande possibile e di conseguenza delle righe più visibili sulla fotografia.

- g) Effettuare come minimo quattro riprese per ciascuna velocità dell'otturatore che si vuol controllare.
- h) Controllare la ripresa delle diverse immagini e naturalmente non è sufficiente controllare una sola velocità dell'otturatore, ma un certo numero di velocità come per esempio 1/30; 1/60; 1/125; 1/250; 1/500 e 1/1000.

Quando riprendiamo delle fotografie delle immagini televisive, evidentemente si vogliono ottenere delle immagini positive, che si possono ottenere su della carta oppure proiettare su uno schermo per mezzo di diapositive. Qui non si tratta di ottenere delle immagini artistiche o documentaristiche, ma unicamente di verificare il nostro apparecchio, contando il numero delle righe iscritte sulla superficie sensibile.

Quindi non si ha bisogno di ottenere un positivo e ci possiamo accontentare di utilizzare i negativi ottenuti sulla pellicola stessa; così il metodo è economico, poichè si tratta solamente di fare sviluppare la pellicola negativa e non di far stampare delle immagini positive.

Per trovare la velocità esatta dell'otturatore, moltiplichiamo il numero di righe

TABELLA I

Numero di righe osservate	Tempi di posa	Numero di righe	Tempi di posa
1	1/15000	65	1/250
8	1/2000	110	1/150
10	1/1500	150	1/100
15	1/1000	200	1/75
30	1/500	260	1/60
50	1/300	—	—

**COSTRUZIONI
ELETTOACUSTICHE
DI PRECISIONE**

RCF

MICROFONO MAGNETODINAMICO MD. 1641

Curva polare: cardioide
Impedenza d'uscita: 200/30.000 Ω
Sensibilità a 1000 Hz (250 Ω): 0,16 mV/ μ b
Sensibilità a 1000 Hz (30.000 Ω): 1,5 mV/ μ b
Curva di risposta: 40 \pm 15.000 Hz
Dimensioni: 45 x 180 mm



MD 1641

MICROFONO MAGNETODINAMICO MD. 1720

Con regolatore di tono a 3 posizioni
Curva polare: cardioide
Impedenza d'uscita: 200 Ω
Sensibilità a 1000 Hz: 0,16 mV/ μ b
Curva di risposta: 30 \pm 16.000 Hz
Dimensioni: 49 x 185 mm



MD 1720

**microfoni
diffusori a tromba
unità magnetodinamiche
colonne sonore
miscelatori B.F.
altoparlanti per hi-fi
componenti per hi-fi
casse acustiche**

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 39.265 - 44.253
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909



MENTOR

Elementi modulari (15 x 15 x 10)

- a) Scale di comando con o senza demoltipliche
- b) Prese jack
- c) Commutatori rotativi



Elementi digitali

- a) Manopole di regolazione con demoltiplica e indicatore numerico
- b) Contatori digitali a 3 e 4 cifre



Meccanismi di regolazione miniatura

Tipi di elevata precisione per impieghi professionali. Vari rapporti di demoltiplica. Fissaggio a pannello



MENTOR - Ing. Dr. Paul Mozar

4 Düsseldorf - Gerresheim - Postfach 206

Rappresentante per l'Italia:

Società Generale Elettronica Italiana S.p.A.

Via Gluck, 55 - 20125 Milano - Tel. 2477323

per 1/15.000 e poi cambiamo la frazione risultante in millesimi di secondo; la tabella I da delle indicazioni sufficienti.

Quando la velocità varia fra 1/25 e 1/50 di secondo apparirà così una traccia completa di righe di scansione, e una traccia supplementare sotto forma di una diagonale più o meno luminosa; cosa si può dedurre da questo fatto? Misuriamo l'altezza di questo nastro in un punto, spostiamola di una zona chiara a sinistra o a destra e contiamo il numero corrispondente delle righe.

Alla velocità che abbiamo verificato, possiamo allora aggiungere 1/50 di secondo corrispondente alla durata della prima scansione per conoscere la velocità esatta e se la nostra addizione ci dà un risultato debole, si può pensare, in ogni caso che la velocità di 1/50 di secondo indicato sull'apparecchio è, in realtà, più lenta come noi abbiamo spiegato all'inizio di questo articolo.

(Da « Le Haut-Parleur » 1184)

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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

2 SEMPLICI CIRCUITI VIBRATO - TREMOLO E MISCELATORE

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Descriviamo in questo articolo due semplici circuiti che pensiamo possano interessare una buona parte dei nostri lettori. La loro semplicità di costruzione e il basso numero di componenti rende ancora più facile la loro esecuzione.

Il primo circuito di cui ci occuperemo è quello relativo al generatore di vibrato-tremolo a 3-10 Hz.

L'effetto di vibrato o di tremolo viene spesso impiegato nelle orchestre moderne per rendere più interessante un brano musicale. Questo effetto all'ascoltatore si manifesta come un aumento o una diminuzione o come si dice comunemente una leggera ondulazione del suono. Questa specie di tremolio è destinato a rinforzare il valore espressivo delle note. Dal punto di vista elettronico, questo effetto si ottiene con l'aiuto di un generatore in grado di riprodurre una frequenza molto bassa.

Ripetiamo ora per maggior chiarezza il principio base; il dispositivo elettronico che permette di ottenere l'effetto di vibrato è formato in modo essenziale da un oscillatore a frequenza molto bassa che deve essere anche regolabile. Le tensioni fornite da questo oscillatore vengono poi applicate all'amplificatore e dosate all'ingresso da uno dei transistori preamplificatori del circuito; la frequenza

sonora e la tensione a frequenza molto bassa si sovrappongono.

Come risultato si avrà che il punto di funzionamento del preamplificatore del circuito viene modificato al ritmo delle oscillazioni a frequenza molto bassa.

Questo particolare funzionamento si trasforma all'uscita dell'amplificatore in un effetto di vibrato.

In molti amplificatori esistenti in commercio, il vibratore è già incorporato nel circuito, e la sua ampiezza e la sua frequenza possono essere comandate per mezzo di potenziometri.

Nell'altro caso è possibile completare l'amplificatore con un apparecchio complementare che si può collegare in seguito o installare all'interno.

Nel nostro articolo descriviamo un circuito di vibrato che è destinato a una installazione di trasmissione dei programmi di orchestra. Questo apparecchio è formato da un generatore di vibrato e da un preamplificatore per una catena di amplificazione.

Le principali caratteristiche tecniche del generatore sono le seguenti:

Tensione d'ingresso: 10 mV

Tensione d'uscita: 1 V

Frequenza del vibrato: regolazione continua da 3 a 10 Hz

Ampiezza: regolazione continua

Tensione d'alimentazione: 9 V

Consumo di corrente: 2,5 mA

Dati di funzionamento

In fig. 1 è rappresentato lo schema elettrico del generatore di vibrato di principio. Per comprendere il funzionamento del generatore di vibrato, si deve notare che i due transistori (PNP) contrassegnati con T_2 e T_3 lavorano come se fossero montati a oscillatore a ponte

di Wien. Questo produce una frequenza molto bassa da 3 a 10 Hz circa che è variabile secondo la posizione che occupa il cursore del potenziometro P_2 rispetto alla resistenza R_9 che lo precede. Questa resistenza ha un valore di $2,2\text{ k}\Omega$ e permette il trattenimento delle oscillazioni anche quando il potenziometro di frequenza è regolato al minimo della resistenza.

La tensione di polarizzazione dell'elettrodo di base del transistor T_2 si regola da sola secondo la tensione del collettore. Il suo valore dipende in effetti dalla caduta di tensione ai capi della resistenza R_7 del collettore ed è più o meno importante secondo la corrente di lavoro. Il potenziometro P_1 serve a regolare l'ampiezza dell'oscillazione. Attraverso questo potenziometro e attraverso il condensatore C_2 , la frequenza del vibrato arriva al preamplificatore T_1 .

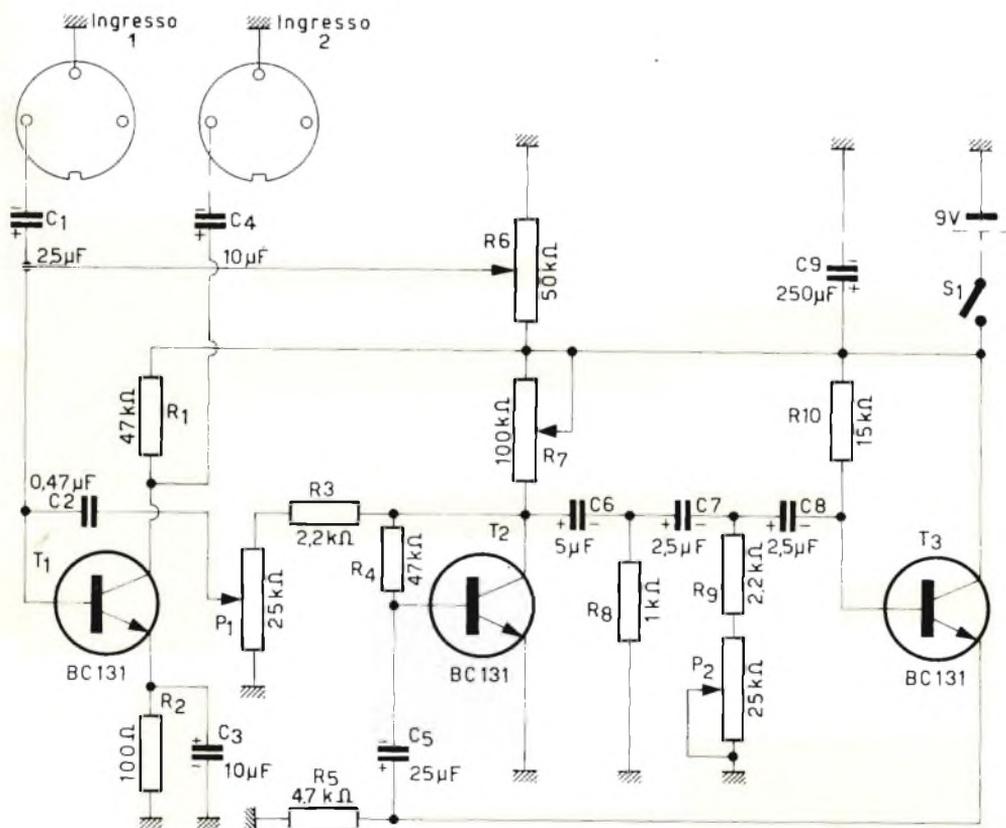


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di vibrato-tremolo da 3 a 10 Hz.

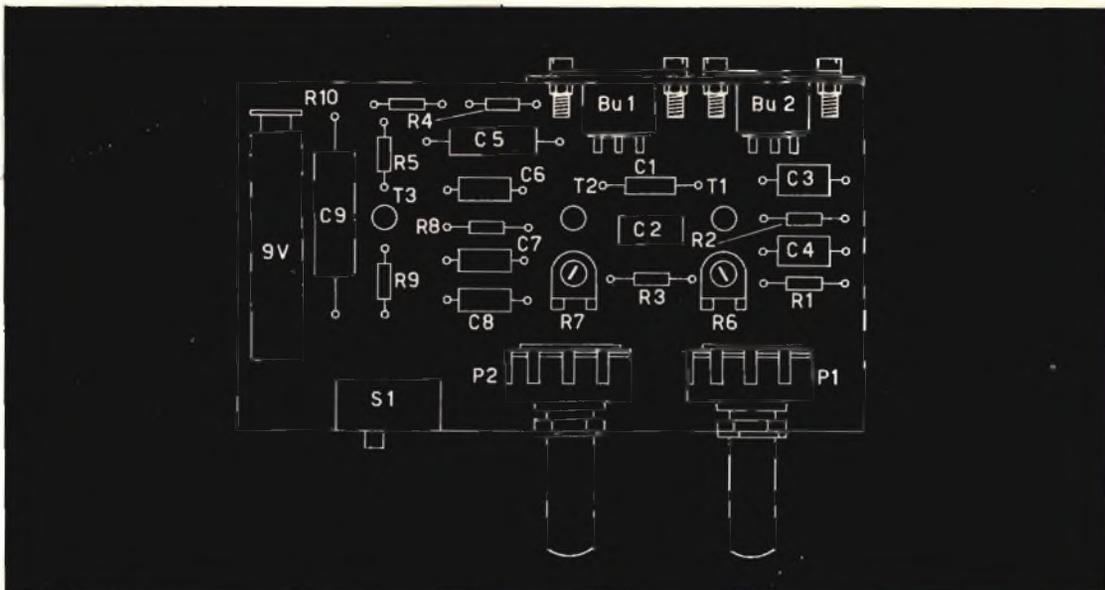


Fig. 2 - Schema di cablaggio del generatore di vibrato.

Per quello che riguarda il funzionamento di questo preamplificatore, la base del transistor T_1 riceve la frequenza del segnale d'ingresso, applicato alla presa Bu_1 e attraversante il condensatore C_1 ; la frequenza prodotta dal generatore a frequenza molto bassa si trova sovrapposta a questo segnale su questa stessa base. In questo modo, il transistor preamplificatore è in grado di esercitare un comando più o meno importante secondo che la semi-alternanza sia positiva o negativa e di pilotare così la catena amplificatrice.

Dobbiamo notare che il potenziometro di base deve essere regolato con l'aiuto di R_6 in modo che il transistor fornisce l'amplificazione maggiore.

Il segnale d'ingresso e il segnale a frequenza molto bassa che viene ad esso sovrapposto, vengono amplificati dal transistor T_1 , questo segnale viene prelevato sul suo collettore per essere inviato verso l'uscita attraverso il condensatore C_4 .

Montaggio pratico

I componenti vengono posti in posizione orizzontale su una piastrina a circuito stampato, il cablaggio può essere effettuato senza che i fili si incrocino.

Il disegno di fig. 2 mostra la disposizione degli elementi sulla piastrina di cablaggio, sulla sinistra si possono vedere la batteria e il condensatore elettrolitico C_9 , che sono i componenti aventi le dimensioni maggiori. I condensatori elettrolitici devono avere una tensione di lavoro di 15/19 V tranne il condensatore C_2 da $0,47 \mu F$, non di tipo elettrolitico, che deve avere una tensione di lavoro di 63 V. Il potenziometro P_1 da $25 k\Omega$ deve sopportare una potenza di $0,4 W$ mentre le altre resistenze sono da $0,3 W$. Il commutatore di accensione può essere disposto sul pannello frontale per mezzo di una piccola squadretta. Sul disegno di fig. 2, si può vedere che di fronte al pannello che porta le spine d'ingresso, si trova montato il preamplificatore mentre a destra del commutatore vi sono i due potenziometri P_2 e P_1 .

Miscelatore a 4 ingressi

Questo circuito di miscelazione è equipaggiato di un transistor ed è alimentato con una pila incorporata; esso sarà di grande utilità agli appassionati di alta fedeltà che siano in possesso di un amplificatore a valvole o a transistor non munito di miscelatore e che desiderino utilizzare uno o più sorgenti di modula-

zione di basso livello. Questo circuito permette di miscelare non solamente quattro sorgenti di modulazione di un complesso monofonico, ma anche di ottenere un guadagno di 6 dB. L'ingresso è ad alta impedenza, la tensione di uscita massima è di 1 V per una tensione d'ingresso di 30 mV; la distorsione è inferiore allo 0,5%.

Il circuito di miscelazione può essere montato in un piccolo contenitore dal quale si fanno uscire i perni dei quattro potenziometri corrispondenti ai rispettivi volumi delle quattro vie.

si dispongono le quattro prese d'ingresso e quella d'uscita. In fig. 3 è raffigurato lo schema elettrico del miscelatore; le tensioni d'ingresso vengono dosate per mezzo dei quattro potenziometri logaritmici da 1 M Ω , le resistenze serie da 220 k Ω permettono di ottenere la miscelazione con dosaggio separato.

Queste tensioni vengono applicate sulla base di un transistor n-p-n tipo BC 130C o BC 108C, collegato come amplificatore a emettitore comune con ponte di polarizzazione di base da 330 k Ω -33 k Ω , resistenza di stabilizzazione di emettitore

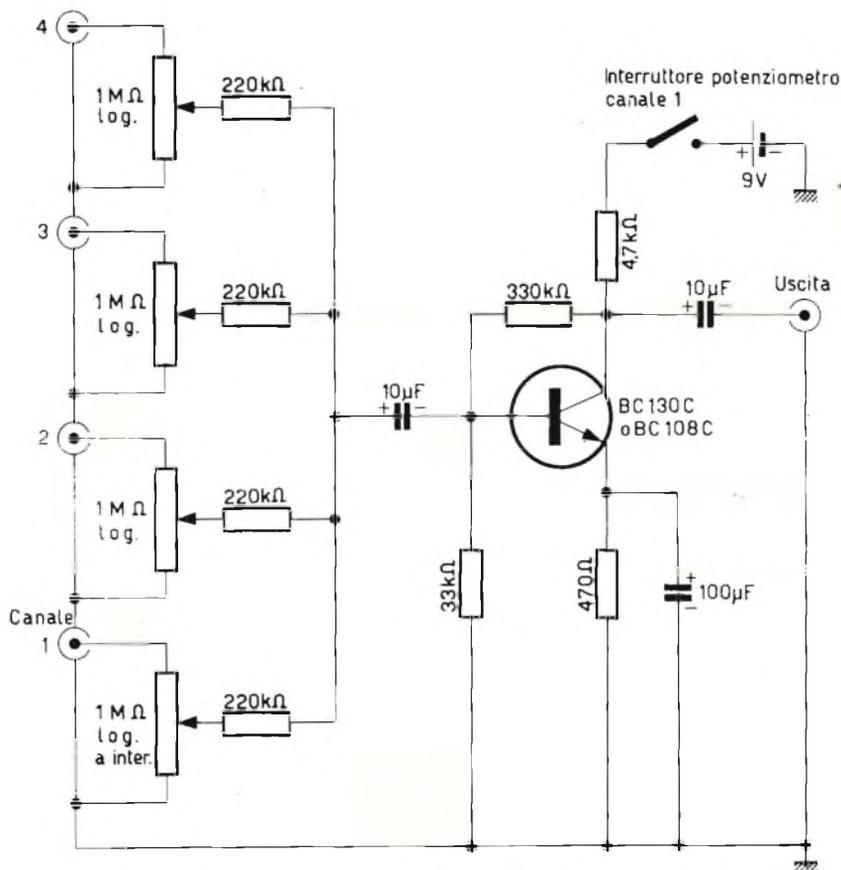


Fig. 3 - Schema elettrico del circuito di miscelazione a quattro ingressi.

Il potenziometro sulla linea 1 è munito anche di interruttore per la messa in funzione del transistor alimentato da una pila da 9 V; ricordiamo che questa pila ha una durata di funzionamento molto lunga grazie al basso consumo che arriva a 4 mA. Sul lato posteriore del contenitore

da 470 Ω disaccoppiata da un condensatore elettrolitico da 100 μ F e carico di collettore di 4,7 k Ω . Le tensioni miscelate e amplificate vengono prelevate su questo collettore con un condensatore elettrolitico da 10 μ F.

(Da « Le Haut-Parleur » 11651)

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

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 PREAMPLIFICATORE AD ALTA RESISTENZA DI INGRESSO CON CIRCUITO INTEGRATO

Il circuito integrato lineare, tipo TAA, ha una esecuzione tale che sono accessibili esternamente tutti i collegamenti interni; pertanto si presta per i più svariati impieghi.

Lo schema di fig. 1 mostra l'impiego di questo circuito integrato come preamplificatore con elevata resistenza di ingresso; questa viene ottenuta con circuito a collettore comune e con l'ausilio di un circuito così detto « Bootstrap ». Per circuito « Bootstrap » si intende il metodo per cui l'effetto della diminuzione della resistenza di ingresso, provocata dal partitore di tensione di base del primo transistor, viene compensata da una controreazione positiva, ricavata dal successivo stadio ampli-

ficatore e riportata sull'ingresso del primo stadio.

Nell'esempio si è ottenuta una resistenza di ingresso di 840 k Ω nel campo di frequenza da 10 Hz sino a 50 kHz.

Diventa complessa la resistenza di ingresso, al di sopra della frequenza di 50 kHz, data l'influenza della capacità di ingresso del circuito.

Ad una frequenza di 200 kHz, per esempio, l'amplificatore presenta una impedenza di 400 k Ω .

L'amplificatore può venire impiegato sino a una frequenza di 8 MHz, e, pertanto la resistenza di ingresso cala effettivamente a un valore di 2,5 k Ω .

Il punto di lavoro del primo stadio amplificatore viene regolato mediante il potenziometro R1 mentre i punti di lavoro del secondo e terzo stadio vengono stabiliti con la resistenza di controreazione R2. Con questa controreazione viene ottenuta anche una buona stabilità termica.

DATI TECNICI:

Tensione di alimentazione	6 V
Corrente di esercizio	16 mA
Massima tensione di ingresso	70 mV
Massima tensione di uscita	1,3 V
Amplificazione	26 dB
Resistenza di ingresso (a frequenza 10 Hz sino 50 kHz)	~ 800 k Ω
(a frequenza 8 MHz)	~ 2,5 k Ω
Rapporto segnale disturbo	> 80 dB
Curva di risposta (—3dB) 10Hz sino 8 MHz	

2 GENERATORE SINUSOIALE 12 V - 115 V - 24 W

La figura 2 mostra lo schema elettrico di un generatore sinusoidale per una potenza di uscita di 24 W.

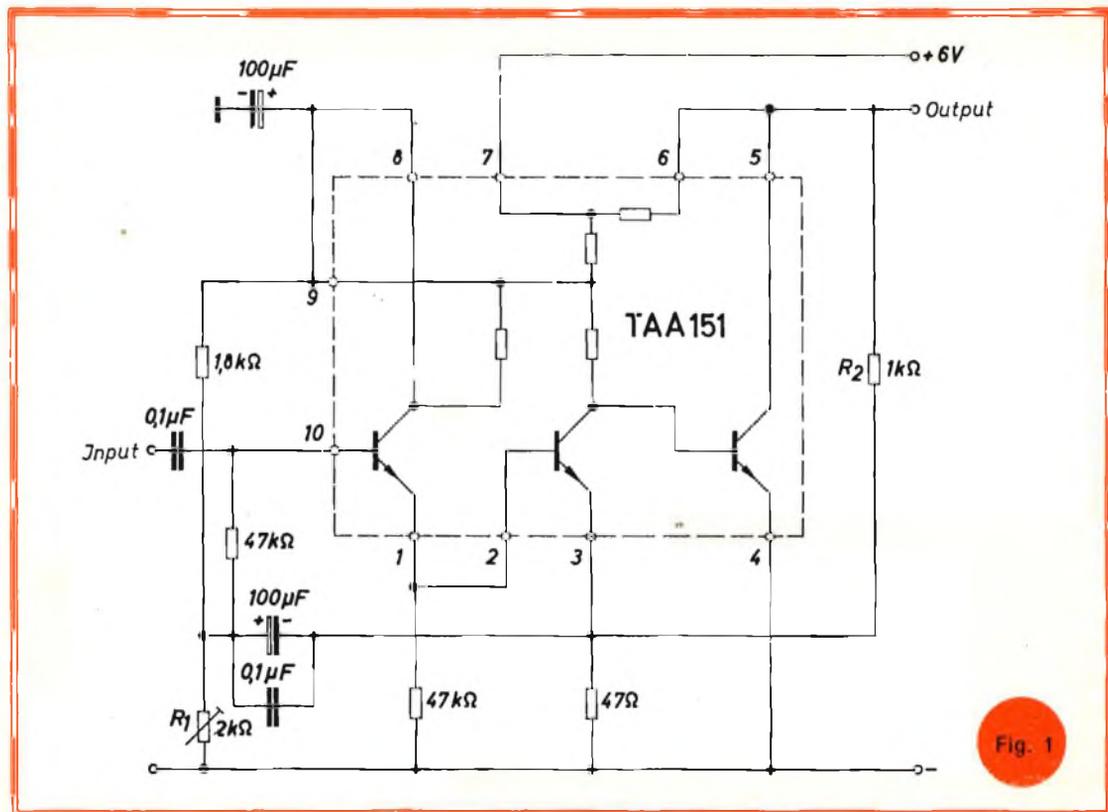
Su ciascuno dei 2 transistor dell'oscillatore controfase si dissipa una potenza di 7 W.

Impiegando transistor di potenza al silicio, che permettono temperature di giunzione più elevate, per questi valori di potenza possono essere risparmiati i dissipatori termici dei transistor; nel caso descritto sono stati appunto impiegati due transistor tipo BDY 39.

Per un buon accoppiamento nel trasformatore si devono avvolgere contemporaneamente gli avvolgimenti N_2 e N_2' come pure N_3 e N_3' , cioè effettuare avvolgimenti bifilari.

L'avvolgimento secondario è stato suddiviso in due parti: N_1 e N_4 ; la numerazione degli avvolgimenti indica l'ordine con cui devono essere avvolti, cioè, prima l'avvolgimento N_1 , sopra al quale va l'avvolgimento N_2 e così via.

L'asterisco * indica i punti degli avvolgimenti ad eguale polarità.



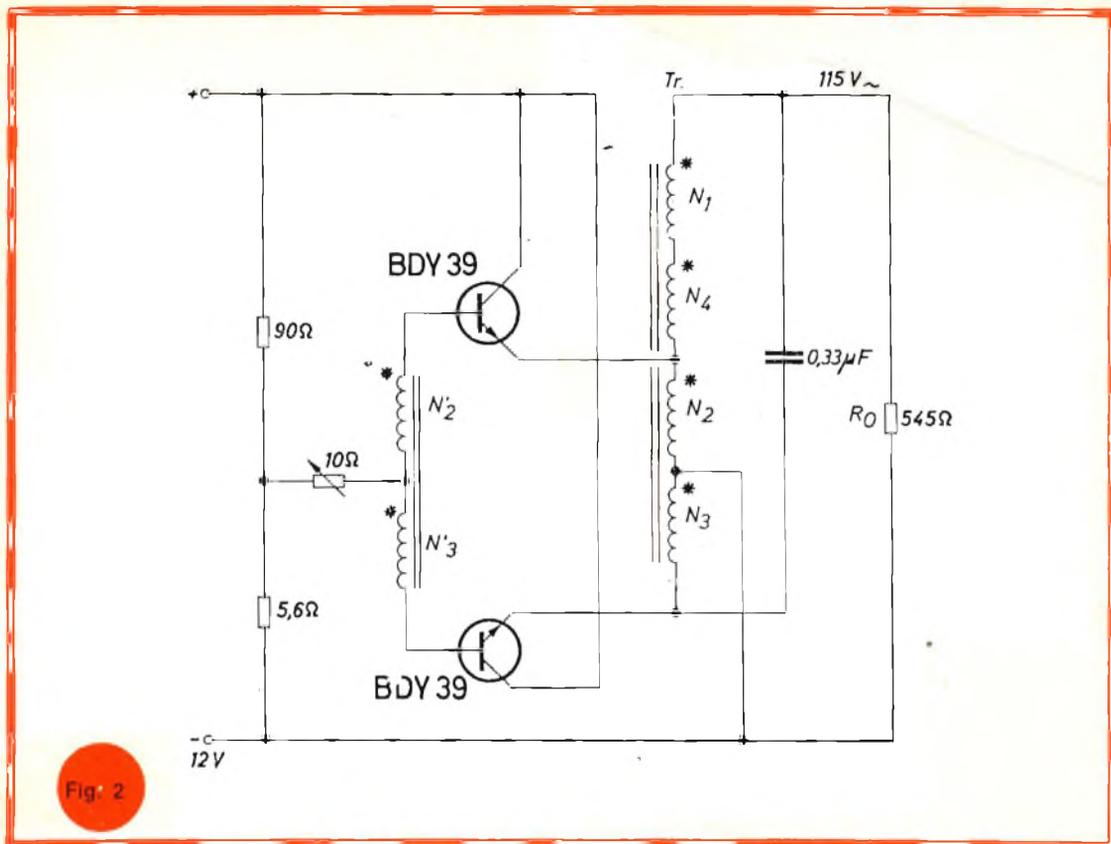


Fig. 2

DATI TECNICI:

Tensione di alimentazione 12 V
 Corrente di esercizio 3,5 A
 Tensione di uscita 115 V
 Potenza di uscita 24 W
 Frequenza di oscillazione 400 Hz
 Fattore di distorsione per la massima potenza di uscita 10%
 Temperatura ambiente ammissibile $-20/+75^{\circ}\text{C}$

Trasformatore

Lamelle a mantello al silicio
 lati mm 65 x 65 - spessore 0,35 mm -
 traferro 0,5 mm montati nello stesso senso
 spessore pacco 27 mm

Avvolgimenti:

$N_1 = 200$ spire $\varnothing 0,55$
 $N_2 = 27$ spire $\varnothing 1$ - avvolte
 $N_2' = 32$ spire $\varnothing 0,3$ assieme
 $N_3 = 27$ spire $\varnothing 1$ - avvolte
 $N_3' = 32$ spire $\varnothing 0,3$ assieme
 $N_4 = 200$ spire $\varnothing 0,55$

3 GENERATORE SINUSOIDALE 110 V - 30 W

Lo schema di fig. 3 permette una potenza di uscita di 30 W. Sono stati impiegati transistor di potenza al silicio tipo BUY 13.

Ogni transistor dissipa circa 10 W, e dovrà essere montato su un dissipatore, con una resistenza termica di 3 gr/W.

Nel transistor BUY 13 il collettore è collegato con la custodia, pertanto lo schema permette che i due collettori possano essere uniti assieme cioè i 2 transistor montati ambedue su un dissipatore senza accessori di isolamento.

I condensatori C1, C2 e C3 sono necessari per evitare la formazione di oscillazioni ad alta frequenza; infatti i transi-

stor usati hanno una frequenza di taglio molto elevata.

La frequenza della tensione di uscita di 2 kHz è garantita solo per carico ohmico; per carichi induttivi e capacitivi, per avere la stessa frequenza, occorre eventualmente variare il condensatore C4.

Gli avvolgimenti, rispettivamente di ingresso e di uscita, (N_2 , N_2' e N_3 , N_3') devono essere avvolti assieme.

L'avvolgimento di uscita è stato suddiviso in due parti, e la numerazione degli avvolgimenti indica l'ordine con cui devono essere avvolti.

L'asterisco * indica i punti degli avvolgimenti a egual polarità.

DATI TECNICI:

Tensione di alimentazione 24 V
 Corrente di esercizio 2,6 A
 Tensione di uscita 110 V
 Potenza di uscita 30 W
 Frequenza di oscillazione 2 kHz

Trasformatore

Lamelle al silicio a mantello, lati mm 74 x 74 - spessore 0,35 mm - traferro 0,5 mm, montate nello stesso senso.

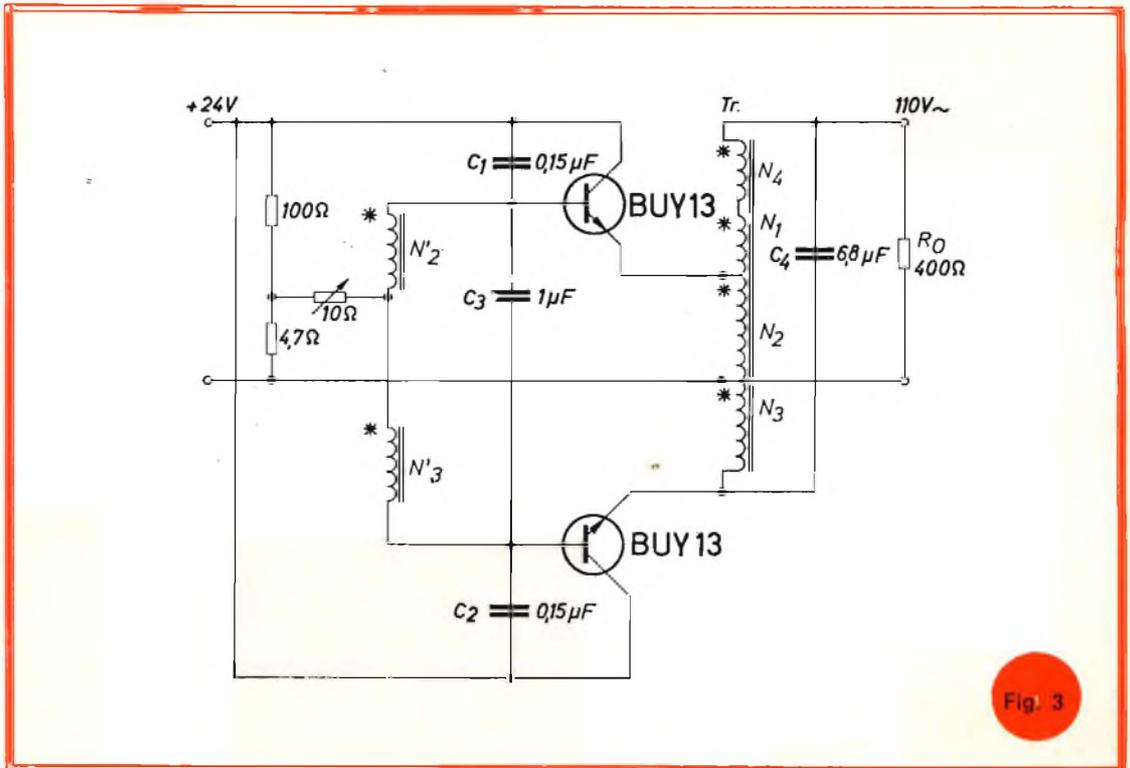
Spessore pacco 32 mm.

Avvolgimenti:

$N_1 = 307$ spire $\varnothing 0,4$	} avvolte
$N_2 = 80$ spire $\varnothing 0,8$	
$N_2' = 100$ spire $\varnothing 0,26$	} assieme
$N_3 = 80$ spire $\varnothing 0,8$	
$N_3' = 100$ spire $\varnothing 0,26$	} assieme
$N_4 = 370$ spire $\varnothing 0,4$	

4 AMPLIFICATORE DI COMMUTAZIONE AD ELEVATA SENSIBILITA'

La figura 4 mostra lo schema elettrico di un amplificatore di commutazione, ad elevata sensibilità, adatto per impiego uni-



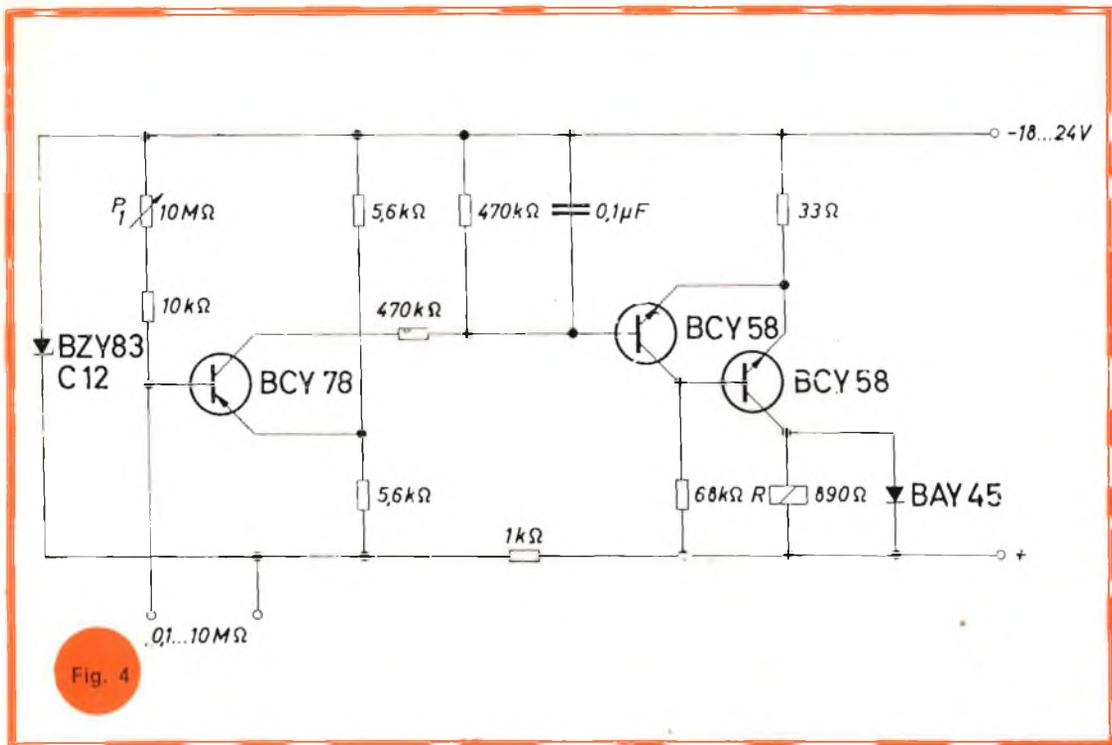


Fig. 4

versale. Esso può venire usato in collegamento con svariate sonde di misura, i cui valori di funzionamento possono variare fra 100 kΩ e 10 MΩ.

Lo schema è composto da un circuito a ponte nei punti centrali del quale è collegato l'ingresso di un transistor.

Mediante il potenziometro P_1 il valore di soglia di funzionamento può venire regolato entro i limiti suddetti della resistenza.

In uscita è inserito un microrelé che viene eccitato tramite uno stadio amplificatore di commutazione.

DATI TECNICI:

Tensione di alimentazione 18 ÷ 24 V
 Corrente di esercizio ~ 30 mA
 Resistenza della sonda di misura che può venire inserita: 100 kΩ sino 10 MΩ
 Precisione nel funzionamento ± 1%
 Deriva di temperatura < 2%/grado
 Massima temperatura ambiente 70 °C
 Relé R = Microrelé tipo V23154 - CO721-B104 - bobina 890 Ω

5 CIRCUITO DI COMANDO PER PROIETTORE AUTOMATICO DI DIAPOSITIVE

Un proiettore automatico di diapositive necessita di un generatore di impulsi che ogni determinato tempo dia un comando di inserzione per inoltrare la successiva diapositiva.

Lo schema di fig. 5 illustra un circuito adatto a questo scopo.

Come generatore di impulsi è usato un multivibratore astabile a transistor complementari.

Durante il tempo di impulso il transistor T5 è interdetto, tutti gli altri transi-

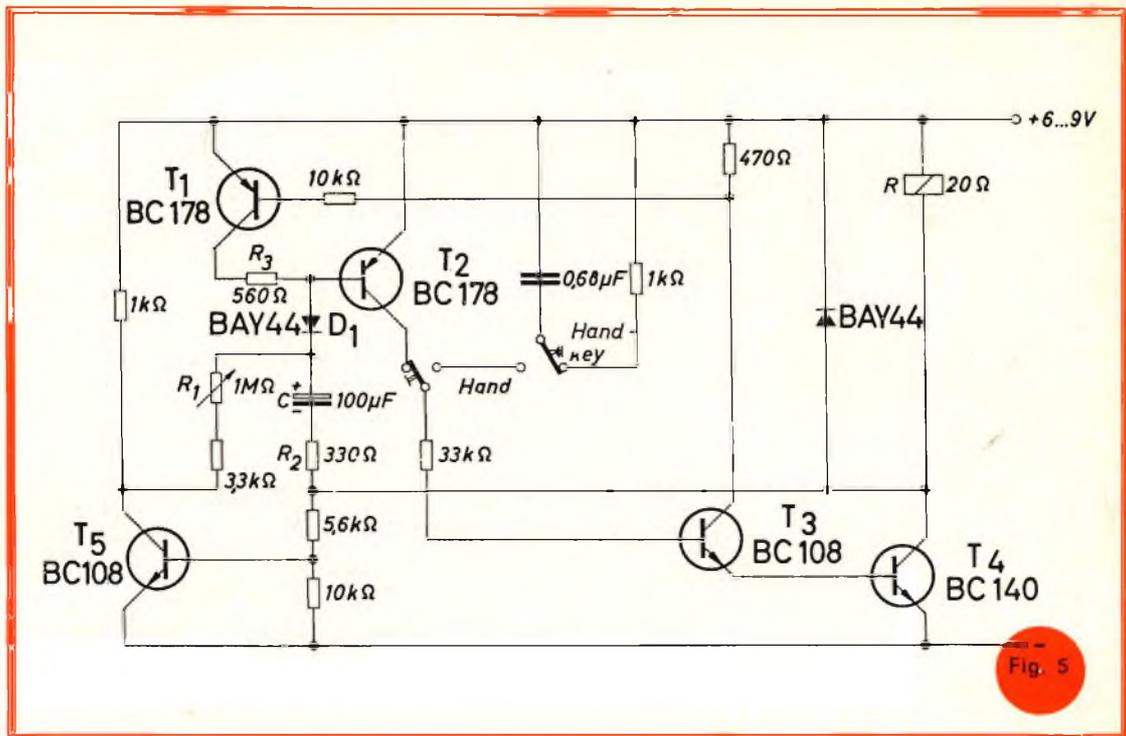


Fig. 5

stor sono in conduzione e l'elettromagnete è attratto.

Questo stato permane sin tanto che la corrente di carica del condensatore C è sufficiente a tenere in conduzione il transistor T2.

Dopo un tempo, pari a tre sino quattro volte il valore della costante di tempo R_2C , il transistor T2 rimane interdetto e con ciò anche i transistor T1, T3 e T4.

Il transistor T5 passa in conduzione.

Il condensatore C si scarica ora attraverso il transistor T5 sulle resistenze R1 e R2.

Dato che la resistenza R1 ha un valore molto maggiore di R2, essa determina la durata della scarica e con ciò la lunghezza della pausa degli impulsi.

La regolazione della pausa, mediante la resistenza R1, può venire diminuita a volontà senza che venga alterato il funzionamento. Questo viene ottenuto mediante l'effetto stabilizzatore del transistor T5.

In questo schema può venire usato, come elemento della determinazione del tempo, un condensatore elettrolitico senza scapito sulla costanza dell'intervallo degli impulsi; si possono pertanto raggiungere molto facilmente lunghi intervalli di pausa, in questo caso sino 65 sec.

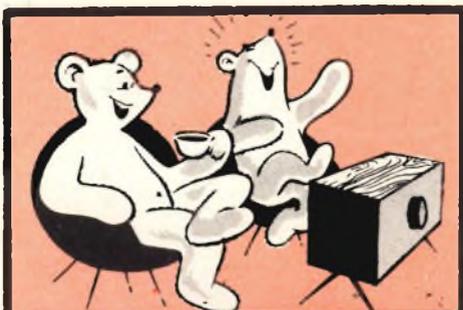
Nello schema è prevista pure una commutazione da servizio automatico a servizio manuale.

DATI TECNICI:

Tensione di alimentazione 6 sino 9 V
Resistenza di carico (elettromagnete) 20 Ω

Durata dell'impulso 100 msec
Pausa degli impulsi (regolabile) 3 sino 65 sec
Massima temperatura ambiente 60 °C.

Estratto dalla pubblicazione: « Halbleiter-Schaltbeispiele - 1968 » della SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT.



VIDEO RISATE



« Lo sai? I Rossi hanno compe-
rato un biliardo... OH!... »



« Proprio non puoi aspettare che
aggiustino l'immagine, eh?... »



« Gliel'ho aggiustata talmente
bene, signora, che non capterà
più gli annunci pubblicitari... »



« Forse adesso ti deciderai a ve-
nirmi a dare una mano in cu-
cina!... »

alimentatore stabilizzato



UK 600

Questo alimentatore, pur nella sua estrema semplicità costruttiva, costituisce un notevole ausilio per tutti coloro che utilizzano montaggi transistorizzati.

La sua tensione di utilizzazione è di 14,5 V con un carico continuo di 250 mA.

La figura 1 mostra lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato. Esaminandolo nelle sue parti si nota subito che il trasformatore TA dispone nella sua sezione primaria di ben 5 prese il che gli consente di essere alimentato da qualsiasi tensione di rete variante da 110 a 220 V.

L'avvolgimento secondario di questo trasformatore è costituito da due sezioni aventi, ciascuna, una tensione a vuoto di circa 16 V.

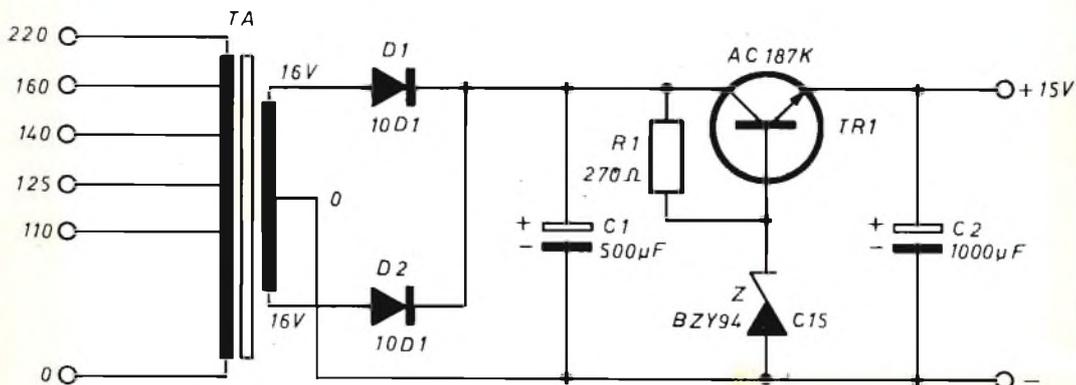


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato.

La parte raddrizzatrice è del tipo a doppia semionda o in controfase, che dir si voglia, tramite i due diodi D1 e D2 e il condensatore C1, presenta una tensione livellata al collettore di TR1.

Quest'ultimo, che può essere del tipo AC187K oppure AC181K, costituisce il cuore dell'alimentatore stesso; infatti, il TR1 è posto in serie al circuito alimentato, connesso in un circuito con il collettore comune e con la tensione di base fornita

Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

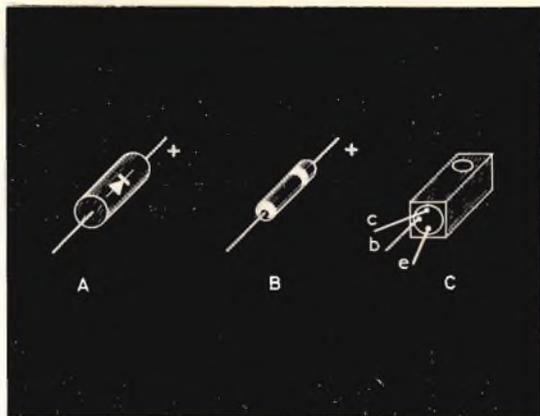
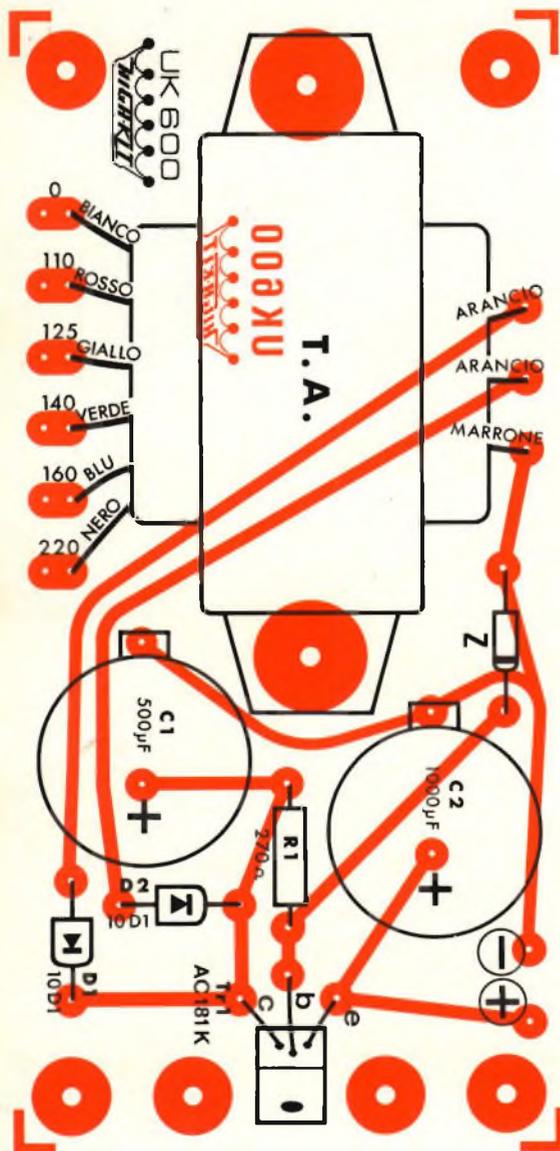


Fig. 3 - Vista figurativa dei diodi e del transistor.

dal diodo Zener. Il condensatore C2 da 1.000 μF , posto in parallelo al carico utilizzatore, consente di diminuire la componente alternata per altro già ridotta dal gruppo TR1-C1 e, quel che è più importante, consente di livellare la tensione continua presente ai suoi capi durante i picchi di corrente di assorbimento.

La massima corrente di carico, che può sopportare il transistor TR1, è di 500 mA continui; però è evidente che, in prossimità di questo limite, la tensione di utilizzazione dell'alimentatore sarà inferiore ai 14,5V previsti per un carico normale di 250 mA.

La corrente massima che si può ricavare da questo circuito va considerata in relazione al valore massimo di tensione disponibile ai capi di C1, poiché in questo caso sarà massima anche la dissipazione del transistor TR1, e ciò naturalmente per una data corrente erogata.

Questo circuito è di tipo serie, ed ha il vantaggio, rispetto ai normali circuiti di tipo parallelo, di offrire una potenza di dissipazione del transistor, direttamente proporzionale alla corrente di assorbimento.

Da quanto detto risulta evidente che per alimentatori che devono svolgere usi diversi, ed in particolare per alimentatori di laboratorio che possono restare per lungo tempo senza nessun carico di assorbimento, o comunque con correnti molto basse, è preferibile l'uso del circuito di tipo serie.

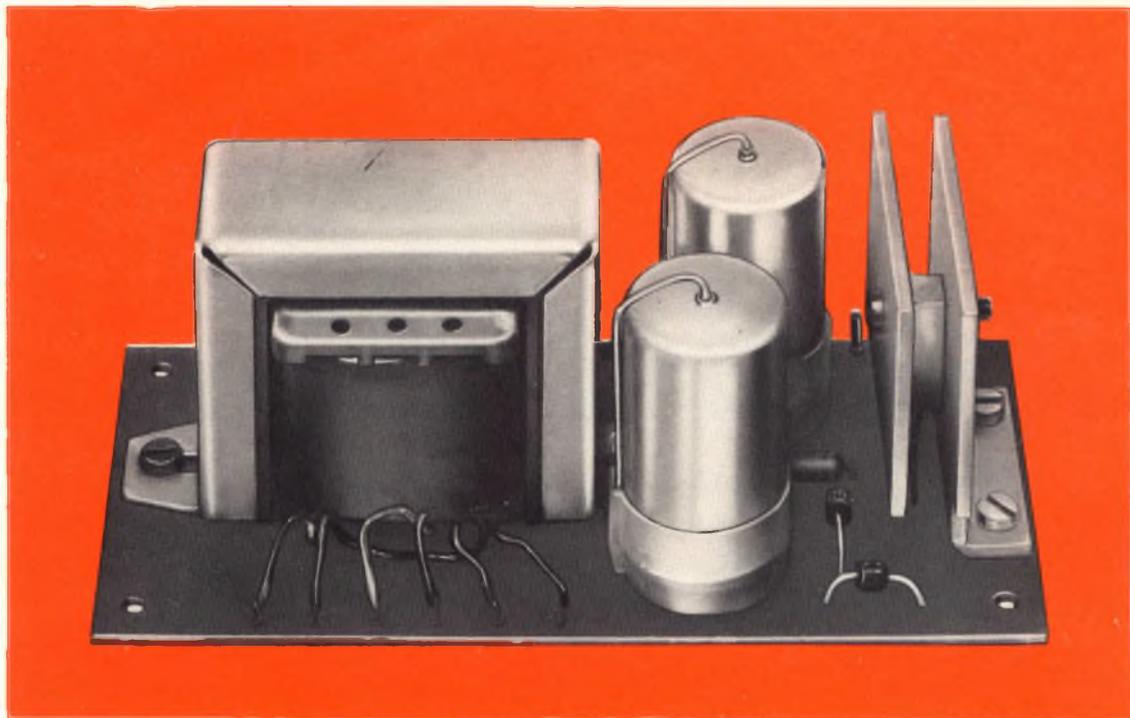


Fig. 4 - Vista dell'alimentatore a montaggio ultimato.

Montaggio dei componenti

Nella fig. 2 è riportato un assieme di montaggio dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

La disposizione serigrafica è stata eseguita sulla parte non ramata della basetta, permettendo così una facile esecuzione di montaggio, non solo a coloro che hanno una discreta esperienza in fatto di montaggi elettronici, ma anche a coloro che, per la prima volta, si trovano a « tu per tu » con un UK.

Circa la sequenza da seguire nel montaggio, consigliamo di iniziare con il disporre i diodi D1 e D2, la resistenza R1, il diodo Zener e i due ancoraggi per C.S. nel modo visibile in fig. 2.

Per facilitare il riconoscimento di alcuni componenti, nella fig. 3 è riportato in: A) l'aspetto dei diodi D1-D2 in B) quello del diodo Zener ed in C) l'aspetto del transistor TR1.

Sistemati i componenti sopra elencati è possibile proseguire con il fissaggio del dissipatore, che sostiene il transistor TR1, come è visibile dalla fig. 4; quindi, prima di saldare i terminali del TR1, occorre fissarlo unendo un altro dissipatore termico a quello precedente in modo tale da racchiudere il transistor stesso in due pareti dissipatrici.

I condensatori elettrolitici, C1 e C2, vanno montati rispettando la polarità serigrafata sulla piastra ramata. Infine il trasformatore TA sarà fissato nell'apposito spazio mediante due viti da $3\text{ MA} \times 6$, mentre i fili di uscita, con isolante in diversi colori, verranno saldati nei fori indicanti il colore corrispondente.

Applicazioni

Le applicazioni riguardanti un alimentatore stabilizzato sono innumerevoli ed anche questo non sfugge alla regola. Vi è da dire, comunque, che questo montaggio

è stato studiato specificatamente per alimentare il notissimo UK 110, l'amplificatore stereo « bomba » della serie High-Kit.

In fig. 5 sono indicate alcune delle utilizzazioni alle quali questo alimentatore può essere adattato.

Inoltre, esso è particolarmente indicato per gli hobbisti elettronici che, nella realizzazione dei loro piccoli progetti, necessitano spesso di tensioni stabili al variare della corrente di assorbimento. (Questo assorbimento è compatibile con le prestazioni date dall'alimentatore).

Kit completo UK/600 - SM/1600-00.
In confezione « Self-Service ».

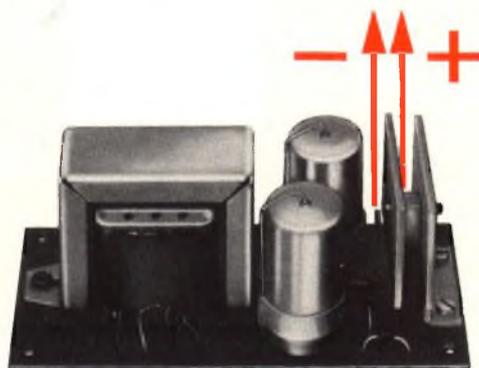
Prezzo di listino L. 4.900.

ELENCO COMPONENTI ALIMENTATORE STABILIZZATO UK/600

N°	DESCRIZIONE
1	Trasformatore alimentazione
1	Transistor AC187K (AC181K) M.I.S.
1	Diodo Zener BZY94/C15
2	Diodi 10D1
1	Resistenza 270 Ω 1/3 W
1	Condensatore 500 μ F 25 V
1	Condensatore 1000 μ F 15 V
2	Ancoraggi per C.S.
1	Circuito stampato
1	Dissipatore ancoraggio transistor
1	Dissipatore
4	Viti MA 3 \times 6
1	Vite MA 3 \times 15
5	Dadi 3 MA



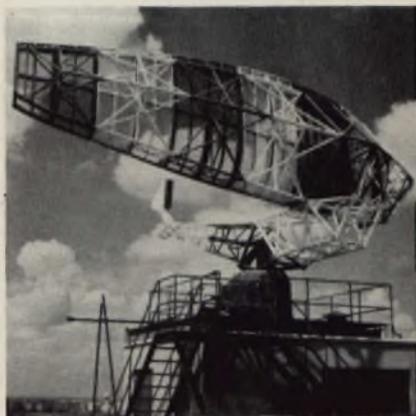
**ALIMENTAZIONE
A 15 Vcc**



di P. Soati



**LE
COMUNICAZIONI**



GUGLIELMO MARCONI

Parte VI

Sulla vita di Marconi ci dilungheremo alquanto dedicandovi alcune puntate. Si tratta di un debito che il popolo italiano ha verso questo illustre scienziato, rispettato ed ammirato all'estero ma invidiato, quando era in vita, e quasi del tutto dimenticato, adesso, nel nostro paese.

Guglielmo Marconi nacque a Pontecchio, vicino a Bologna, il 25 Aprile 1874 e morì a Roma il 20 Luglio 1937.

Suo padre, di nome Luigi, era un agricoltore e la madre, Annie Jamenson, proveniva da una famiglia irlandese bene-

stante. Dalla madre Marconi imparò la lingua inglese, la qual cosa in seguito gli fu molto utile nei frequenti contatti che ebbe con gli anglo-sassoni, che per primi gli aprirono la porta verso il successo.

Dopo aver frequentato un po' di tempo le scuole elementari a Bologna, entrò a far parte dell'Istituto Cavalieri di Firenze, che attualmente è scomparso. Sulla facciata dell'antica sede di questo istituto, in via delle terme, è tuttora visibile una lapide dedicata al soggiorno dell'illustre allievo. In seguito, essendosi la famiglia trasferita a Livorno, Marconi frequentò il



Guglielmo Marconi

(Foto Esclusiva Comm. Agosto).

locale istituto tecnico i cui programmi non si addicevano alle sue innate qualità di sperimentatore e di conseguenza, dopo essersi confidato con la madre, gli fu concesso di prendere delle lezioni private di fisica e di matematica dal professore Vincenzo Rosa, uomo molto colto, che fu l'autentico formatore della base scientifica del ragazzo.

Durante le vacanze estive, cioè in quel periodo in cui la famiglia intera faceva ritorno a Pontecchio, Marconi amava rinchiusersi nel solaio di villa IL GRIFONE, continuando i suoi studi ed effettuando quelli che si possono definire i suoi primi esperimenti i quali, nella fase iniziale, avevano le caratteristiche di veri e propri giochetti destinati, più che ad altro, a sbalordire il personale di servizio.

Successivamente egli tentò di ripetere alcune fra le più note esperienze dei pionieri dell'elettricità fra le quali quelle del Galvani e del Volta.

Un giorno installò sul tetto della sua abitazione alcune frecce di zinco collegate ad un campanello collocato nell'interno della casa di modo che, in presenza di scariche atmosferiche di una certa intensità, il campanello entrava in vibrazione. Esperimento simile, almeno in parte, a quello effettuato nel 1753 dal russo Lomonossov.

Con il passare del tempo Marconi, che deve essere ritenuto un autentico autodidatta, abbandonò la sua disordinata rincorsa verso il sapere e si impose dei metodi molto più rigorosi. Studiò attentamente le teorie del Maxwell e quelle di Hertz, convincendosi viepiù delle reali possibilità di utilizzare le onde elettromagnetiche per trasmettere a distanze considerevoli il pensiero umano, senza dover impiegare alcun conduttore intermediario.

Questa sua intuizione rappresentò senz'altro il punto di partenza verso un nuovo sistematico orientamento dei suoi studi, che in seguito non subì modifiche alcuna.

Successivamente Marconi frequentò, con una certa assiduità, il laboratorio dell'Università di Bologna dove insegnava lo scienziato Augusto Righi, al quale non sfuggirono la passione che animava il giovane e la sua predisposizione per la scienza sperimentale. Tra i due, malgrado il sensibile divario di età, si manifestò una corrente di simpatia che in seguito doveva tramutarsi in amicizia. Il Righi ebbe infatti occasione di affermare « **...fin da quel tempo presentivo che quel giovanotto, perseverando, sarebbe arrivato un giorno alla celebrità, ed i fatti hanno dato largamente ragione alle mie previsioni** ».

Naturalmente, prima di raggiungere la meta finale, molte furono le incertezze, le delusioni e le preoccupazioni di Marconi. Impiegando gli apparecchi descritti da Hertz e dal Righi, iniziò una serie di esperimenti, sempre nelle vicinanze di Villa Grifone, consistenti nella ricezione delle onde elettromagnetiche, tramite un coherer, a distanze sempre maggiori spostandosi con il ricevitore dal trasmettitore.

Dagli esperimenti iniziali nei quali la ricezione era stata possibile soltanto a pochi passi di distanza passò ad una nuova fase che gli consentì di captare i segnali ad un centinaio di metri ed anche oltre. Ma la prova più impegnativa, e che sarebbe servita a dimostrare la validità delle sue opinioni, consisteva nella ricezione dei segnali ad una certa distanza dal trasmettitore ed in condizioni di **non visibilità**. Per eseguire questo tentativo Marconi installò il trasmettitore, come al solito, nel granaio di Villa Grifone collocando il ricevitore al di là di una piccola collina che si

elevava poco lontano dalla villa stessa. Qualora il ticchettio del tasto dell'apparecchio trasmettente fosse stato udibile nel ricevitore, il contadino Mignani avrebbe dovuto sparare un colpo di fucile.

Quando tutto fu pronto Marconi trasmise tre punti (...), corrispondenti alla lettera « S » dell'alfabeto Morse, e dopo alcuni secondi, che allo scienziato dovettero sembrare interminabili, echeggiò il rumore prodotto dallo sparo del fucile. Parlando di se stesso Marconi affermò quanto segue:

« Nel riassumere la storia della mia invenzione della radiotelegrafia, desidero ricordare che non ho mai studiato fisica o elettrotecnica in modo regolare, quantunque fin da giovanetto mi sia intensamente interessato a queste scienze. Seguii inoltre un corso di lezioni di fisica sotto il compianto professore Rosa a Livorno, e io ero, credo di poterlo dire, molto bene al corrente delle pubblicazioni di quel tempo che trattavano argomenti scientifici, compresi i lavori di Hertz, Branly e Righi.

Nella mia casa presso Bologna, cominciai nel 1895 a fare prove ed esperienze allo scopo di trasmettere a distanza segnali e simboli telegrafici senza l'aiuto di fili di connessione. Dopo alcune esperienze preliminari con le onde hertziane, mi convinsi ben presto che, se queste o simili onde avessero potuto essere realmente trasmesse o ricevute a considerevoli distanze, un nuovo sistema di comunicazione sarebbe stato possibile, il quale avrebbe presentato enormi vantaggi in confronto dei metodi di segnalazione luminosi ed ottici, dipendenti, per il loro successo, dalla limpidezza della atmosfera ».

Nel 1896 Marconi brevettò l'invenzione, ma la notizia di questa vittoria dell'ingegno umano, oltre che un certo entusiasmo, sollevò anche molte critiche ed ostilità: sembra, ad esempio, che lo stesso Edison avesse negato, almeno in un primo tempo, la possibilità di tale prodigio.

Marconi scrisse al Governo Italiano dichiarando di mettere a disposizione dello Stato Italiano la sua invenzione, ma con esito completamente negativo. Fu allora che la madre lo indusse a recarsi in Inghilterra dove fu ricevuto da Sir William

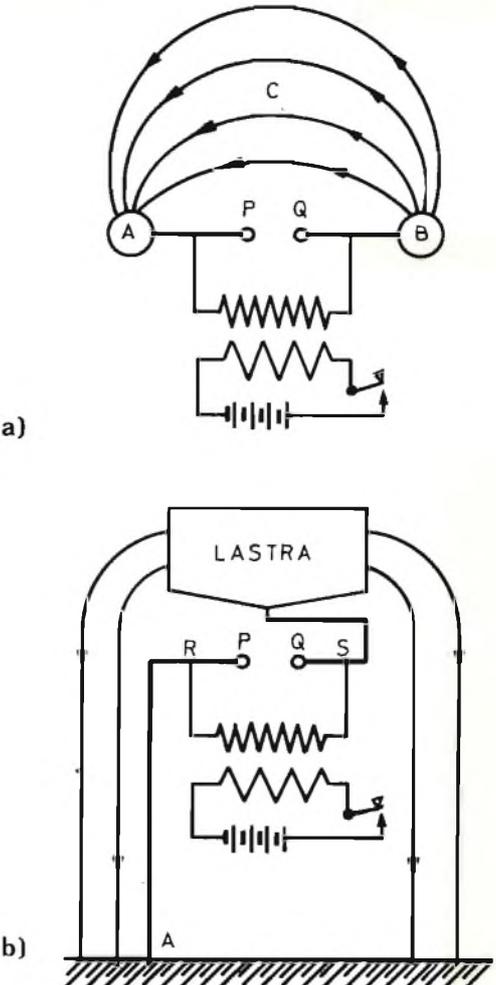
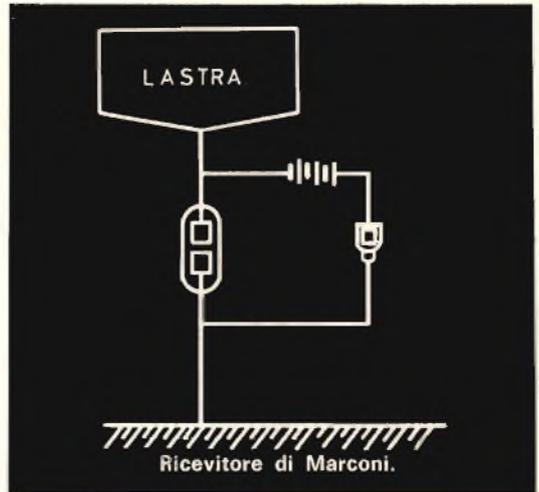


Fig. 1 - Schema dell'oscillatore di Hertz - a - e di Marconi - b.

Preece, ingegnere capo del POST OFFICE. Gli venne accordata senz'altro la facoltà di fare degli esperimenti nella pianura di Salysbury, esperimenti che dettero risultati positivi e che furono ripetuti sul mare.

Il successo fu così pieno che suscitò entusiasmo in Inghilterra, dove il campo della finanza e dell'industria si aperse al grande italiano tanto che egli poté fondare la prima società per lo sfruttamento del suo brevetto.

CRONISTORIA DELLE ESPERIENZE MARCONIANE

Anno 1894

Durante l'estate Marconi aveva letto alcuni articoli relativi all'opera di Hertz, che era morto nel mese di Gennaio. Negli stessi era stato messo in evidenza che le onde em potevano attraversare anche i muri di una stanza. Questa lettura fece sorgere in Marconi l'idea che le onde em, emesse in particolari condizioni, fossero in grado di attraversare anche una città e forse una regione.

Durante l'estate Marconi compì alcuni esperimenti, i quali peraltro ebbero un esito completamente negativo.

Nell'inverno Marconi riusciva a trasmettere segnali da un capo all'altro della sua abitazione e, successivamente, anche verso un prato prospiciente la stessa.

Anno 1895

Marconi continuò i suoi esperimenti a Villa Grifone durante la primavera e l'estate. Nel mese di Settembre egli effettuò la famosa esperienza, alla quale abbiamo fatto cenno precedentemente, e che gli confermò come le onde em potessero superare ostacoli naturali aventi dimensioni notevoli come una collina. In quell'occasione superò la distanza di 1500 metri.

La madre di Marconi rendendosi conto dell'importanza della scoperta fatta dal figlio scriveva ad alcuni suoi parenti in Inghilterra. Questi la consigliavano di inviare il figlio a Londra dove certamente gli sarebbe stato più facile trovare i capitali necessari per l'impiego pratico dell'invenzione. Marconi prima di prendere questa decisione interpellò il Governo Italiano, ed a questo scopo il dott. Giardini, che era

amico di famiglia, scrisse una lettera al generale Ferrero, ambasciatore d'Italia a Londra del seguente tenore: « **Guglielmo Marconi ha ottenuto di telegrafare senza fili alla distanza di circa 1500 metri con apparecchi di sua invenzione. Egli è stato invitato a Londra, ma, prima di partire dall'Italia, desidererebbe offrire al Governo Italiano la sua invenzione. Di conseguenza gradirebbe l'autorevole ed amichevole consiglio di Vostra Eccellenza** ».

Il generale Ferrero, dopo aver interpellato il Ministero delle PP.TT. a Roma, rispose quanto segue:

« Consigli il giovane Marconi di proteggere con regolari brevetti validi per tutto il mondo la sua invenzione e di riservarsi, in qualsiasi accordo per la cessione degli stessi, piena libertà d'azione nei riguardi del Governo Italiano (!!!), recandosi liberamente in Inghilterra, dove potrà ottenere più facilmente i larghi mezzi finanziari occorrenti per lanciare una invenzione così importante e che non potrà essere mantenuta segreta per lungo tempo ».

Nel mese di dicembre Marconi otteneva ancora dei risultati positivi durante alcune trasmissioni effettuate sempre a Villa Grifone.

Anno 1896

Durante il mese di gennaio la distanza superata, durante ulteriori trasmissioni, saliva a circa tre chilometri.

Il 2 febbraio Marconi partiva per l'Inghilterra dove veniva accolto dal cugino David Jameson e da altri parenti, mentre il 2 giugno gli veniva rilasciato il primo brevetto relativo ad apparecchi atti alla trasmissione ed alla ricezione della telegrafia senza fili, basati sull'impiego delle onde em.

Il 27 luglio, su una terrazza del Post Office di Londra furono effettuati i primi esperimenti ufficiali di telegrafia senza fili. Essi riuscirono perfettamente e di conseguenza venne decisa la loro continuazione su scala più vasta. Nuove prove furono infatti eseguite nel mese di settembre presso Salysbury. In tale occasione Marconi poteva constatare, per la prima volta, come la direzione dell'antenna influisse pure sulla direzione delle onde em e sulla intensità dei segnali.

L'11 dicembre, in una storica conferenza tenutasi a Londra presso la Royal Institution, sir William Preece dichiarava ufficialmente che Marconi aveva inventato un nuovo mezzo di comunicazione fra le genti, aggiungendo di essere autorizzato dal Post Office a spendere qualsiasi somma pur di mettere alla prova, con ogni mezzo possibile, gli strumenti e le nuove idee dello scienziato italiano. Questa conferen-

chiarazione: « Per quanto l'esperimento che io ho presentato come il principale fra quelli fatti durante i miei studi sui radioconduttori corrisponda al concetto della telegrafia senza fili, non pretendo di aver fatta tale scoperta, non avendo pensato a trasmettere dei segnali (Bulletin de la Société Française de Physique résumé des communications » séance du 16 décembre 1896, p. 78 du volume de 1898).

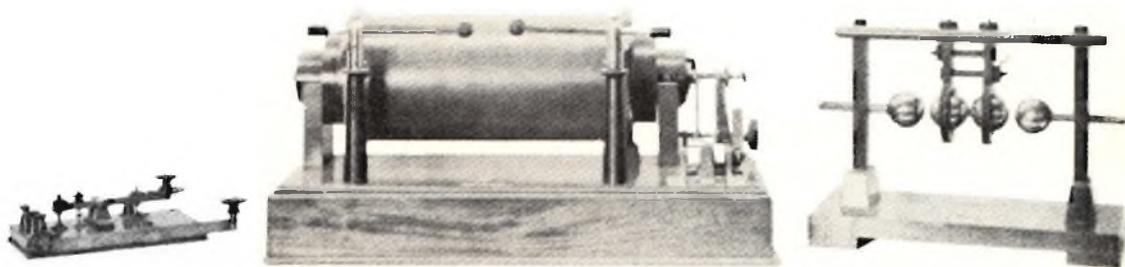


Fig. 2 - Stazione trasmittente usata da G. Marconi negli anni 1896-1897.

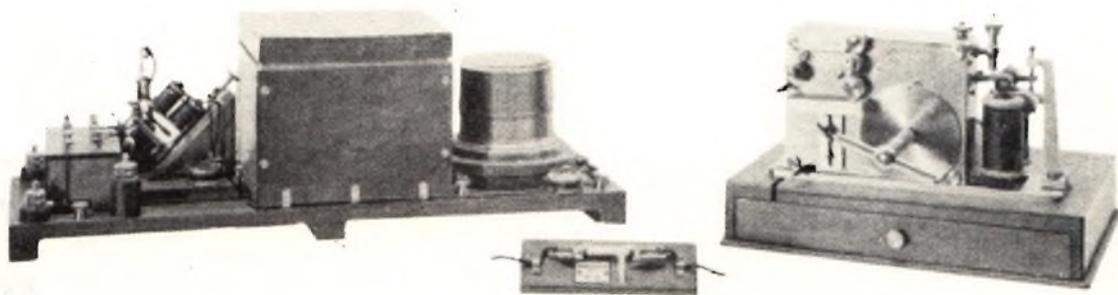


Fig. 3 - Stazione ricevente usata da G. Marconi negli anni 1896-1897 (al centro un coherer).

za ebbe un effettivo valore storico in relazione all'autorevole competenza del conferenziere. Essa, oltre a richiamare l'attenzione di tutto il mondo su Marconi, valse anche ad attestare la priorità della sua invenzione al sorgere dei primi tentativi atti a svalutarne l'originalità.

Il 16 dicembre il dott. E. Branly, in una sua lettera indirizzata alla Société Française de Physique faceva la seguente di-

Anno 1897

Durante la primavera il professor Slaby si presentava a Marconi, quale delegato del governo tedesco, allo scopo di fare conoscenza con l'invenzione. Marconi ricevendolo molto cordialmente lo fece assistere ad alcune prove. Dal 10 al 15 maggio furono ripresi gli esperimenti, che durante l'inverno erano stati sospesi. In questa occasione vennero scambiati dei se-

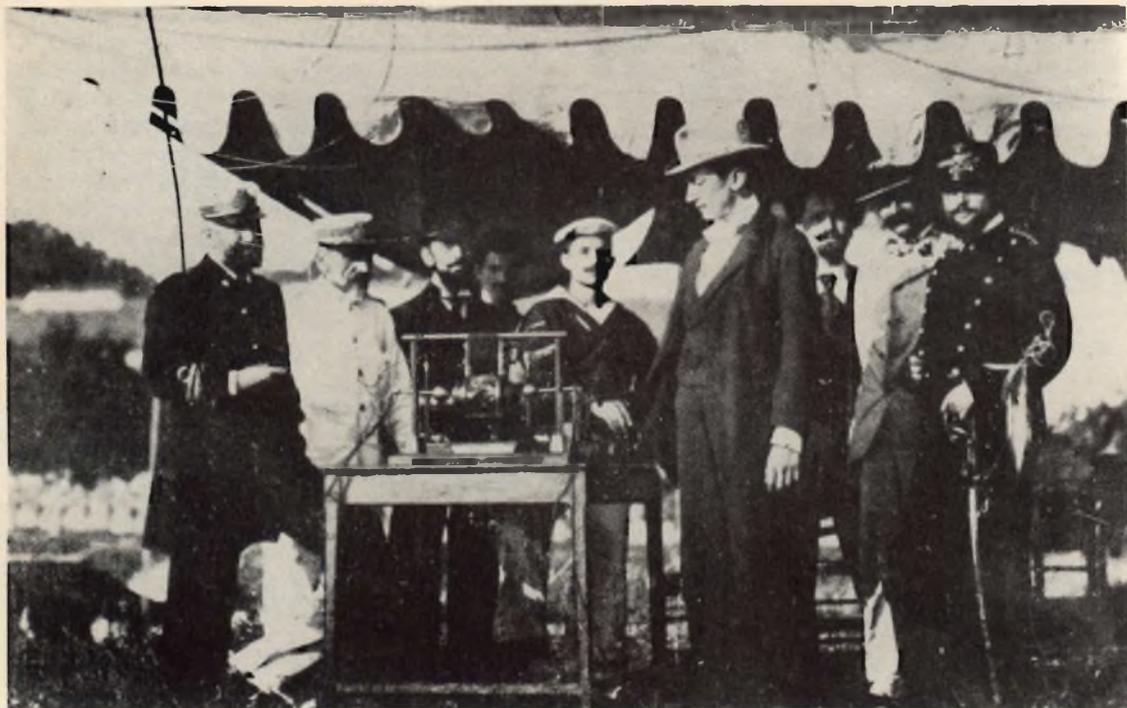
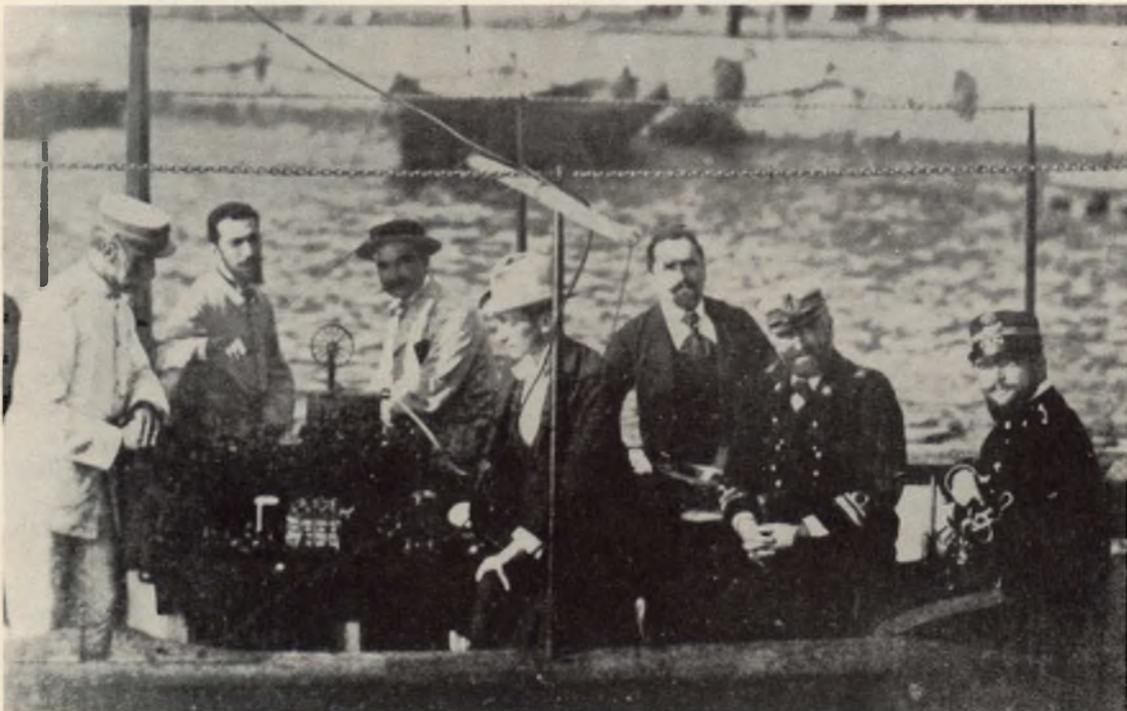


Fig. 4 - Primi esperimenti di radiotelegrafia - La Spezia, luglio 1897. Marconi alla stazione RT a terra a S. Bartolomeo. C.C. Pouchain, C.V. Annovazzi, Ing. Civita, Marconi, Ing. Sartori, Prof. Pasqualini, Ten. Della Riccia.

Fig. 5 - Prime prove di Radiotelegrafia a La Spezia, luglio 1897. Marconi a bordo del rimorchiatore n. 8.



gnali fra Lavernock Point e l'isola di Flathom, nel canale di Bristol, coprendo la distanza di circa 9 miglia, che dalla stampa fu considerata eccezionale.

Nei giorni 4 e 16 del mese di giugno sir William Preece, parlando nuovamente di Marconi, rispettivamente alla Royal Institution ed alla Royal Society, affermava che Marconi aveva creato un nuovo sistema di telegrafia che consentiva di raggiungere luoghi fino a quell'epoca non accessibili.

Finalmente nel mese di giugno Marconi riceveva l'invito da parte del Governo italiano ad eseguire alcuni esperimenti in Italia e perciò rientrava in Patria. Le prime prove furono effettuate il 2 luglio presso il Palazzo della Marina in via della Scrofa.

Il 6 luglio, durante un banchetto offerto dalla ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA, il senatore Colombo affermava: « **Importanti scoperte italiane hanno dato inizio ad una nuova era, come la dinamo di Pacinotti, il telefono dovuto a Meucci, il motore a campo rotante dovuto a Galileo Ferraris, ma per fatali circostanze quelle importanti scoperte italiane sono associate all'estero (allora come adesso, ndr) a nomi non italiani: ora esprimo la speranza che almeno la telegrafia senza fili rimanga associata al nome di Guglielmo Marconi** ».

Dal 10 al 16 luglio Marconi eseguiva alcune esperienze a La Spezia a bordo della corazzata « San Martino », ricevendo segnali distinti fino alla distanza di circa 18 chilometri. Dopo tale esito favorevole lo scienziato ritornava in Inghilterra **non avendo potuto ottenere i grandi mezzi finanziari necessari per lo sviluppo della sua invenzione.**

Frattanto, il 20 luglio, si costituiva la prima WIRELESS TELEGRAPH TRADING SIGNAL Co Ltd, per sfruttare i brevetti Marconi in tutto il mondo esclusa **per volontà dello scienziato**, l'Italia, ed avente lo scopo iniziale di impiantare stazioni radiotelegrafiche a bordo dei battelli-faro e sui fari posti lungo le coste inglesi.

Il 27 luglio il professor Slaby teneva una conferenza sulla radiotelegrafia alla presenza del kaiser e del re di Spagna.

Nel mese di settembre Marconi, durante una delle sue prime interviste conces-

se alla stampa affermava « **che il suo sistema doveva essere usato anzitutto e soprattutto sul mare** ». Nel mese di novembre veniva impiantata la prima stazione fissa di Nedles, nell'isola di Wight, la quale poteva mantenere collegamenti fino alla distanza di 29 chilometri.

Anno 1898

Marconi realizzava i primi apparecchi detti sintonici, atti a garantire l'indipendenza fra loro delle radiocomunicazioni contemporanee di più stazioni, (brevetto n° 7777).

Nel mese di aprile il professore Slaby, in un suo articolo pubblicato sulla rivista THE CENTRY MAGAZINE (volume 55, pagina 867), affermava: « **Nel gennaio 1897, quando la notizia dei primi successi di Marconi si diffuse sui giornali, io stesso ero impegnato in esperimenti simili. Però io non ero riuscito a telegrafare a più di un centinaio di metri attraverso lo spazio e di conseguenza compresi chiaramente che Marconi doveva avere aggiunto qualcosa di nuovo a quanto era noto, dal momento che era stato capace di superare delle distanze misurabili a chilometri. Decisi di recarmi immediatamente in Inghilterra, dove il servizio governativo dei telegrafi stava compiendo degli esperimenti, su larga scala. Il signor Preece, capo del General Post Office, con la massima cordialità ed ospitalità, mi permise di prendervi parte, ed in verità ciò che osservai era qualcosa di veramente nuovo. Marconi aveva fatto una scoperta lavorando con dei mezzi dei quali nessuno prima di lui aveva compreso l'importanza. Soltanto in questo modo possiamo spiegare il suo successo. Nei giornali tecnici si è tentato di negare la novità del metodo Marconi. È stato citato che la produzione delle onde herziane, la loro propagazione attraverso lo spazio, la costruzione del coherer, erano già note prima. È vero, tutto ciò era conosciuto anche da me, eppure io non sono stato capace di superare un centinaio di metri. Per contro Marconi ha realizzato, in primo luogo, una intelligente apparecchiatura che, con l'uso di sistemi semplicissimi, ha consentito di ottenere risultati sicuri. In un secondo tempo egli ha dimostrato che questa specie di telegrafia si può agevolmente effettuare collegando il circuito dello**

apparecchio da una parte a terra e dall'altra a dei conduttori verticali. Con questo metodo, semplice quanto ingegnoso, Marconi ha accresciuto di un centinaio di volte il potere radiante delle forze elettriche ».

Il 3 giugno veniva inaugurato il servizio radiotelegrafico fra Bournemouth e l'isola di Wight. Lord Kelvin, il grande fisico inglese, trasmetteva personalmente due telegrammi radio alla stazione di Needles, diretti a Sir George Stokes e William Preece.

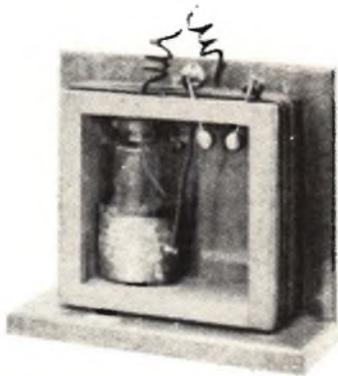


Fig. 6 - Circuito sintonico di G. Marconi (brevetto 7777).

Tra il 20 ed il 22 luglio veniva realizzato il **primo servizio giornalistico**. Il giornale DAILY EXPRESS di Dublino si rivolgeva a Marconi per ottenere di poter inviare notizie via radio dall'alto mare, sui risultati e sullo svolgimento delle regate indette dal ROYAL YACHT CLUB, nella baia di Dublino.

Marconi, accettando l'invito, diresse personalmente tale esperimento, comprendendo i vantaggi che avrebbe potuto trarre la sua invenzione dalla sua riuscita. Allo scopo di trasmettere i risultati e le notizie delle varie fasi della gara, Marconi installava una stazione radio presso il comando del porto di Kingstown ed un'altra sul piroscampo Flying Huntress.

Per merito di questo impianto il giornale di Dublino potè pubblicare la radiocronaca della manifestazione prima ancora che le imbarcazioni fossero ritornate in porto, suscitando una grandissima eco in tutta l'Inghilterra.

Apparecchi del tipo Marconi furono installati anche a bordo del panfilo reale Osborne. Essi permisero di effettuare dei collegamenti fra lo yacht, sul quale si trovava il futuro re d'Inghilterra Edoardo VIII, e Osbornehouse, nell'isola di Wight.

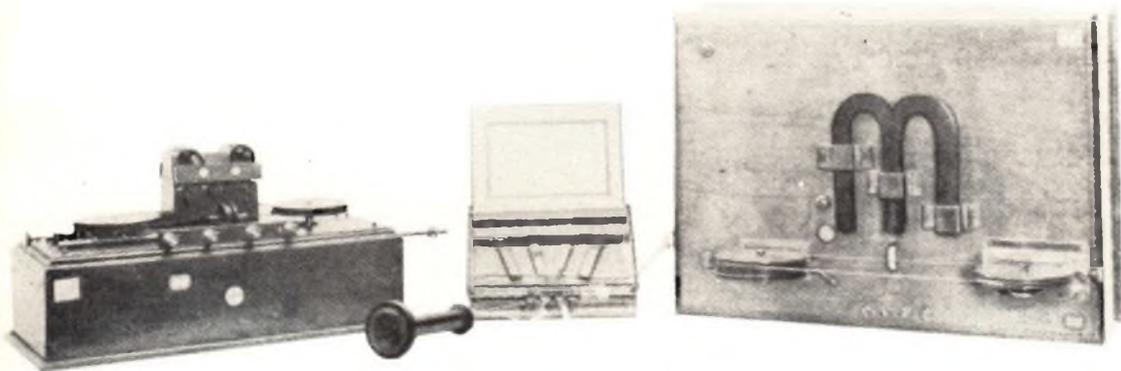


Fig. 7 - Detector magnetico montato in una comune scatola da sigari da G. Marconi.

ce, insistendo per pagare la tassa di uno scellino a telegramma. Per quanto questa stazione fosse sperimentale e non aperta al pubblico, egli affermava « **Desidero essere io il primo a pagare questa tassa per riconoscere che il vostro sistema è veramente pratico e commerciale** ».

La prima richiesta di soccorso mediante l'impiego della radiotelegrafia ebbe luogo il 28 agosto da parte di un battello-faro, nel South Foreland.

Nell'estate dello stesso anno il comitato del LLOYD's pregava Marconi di dare

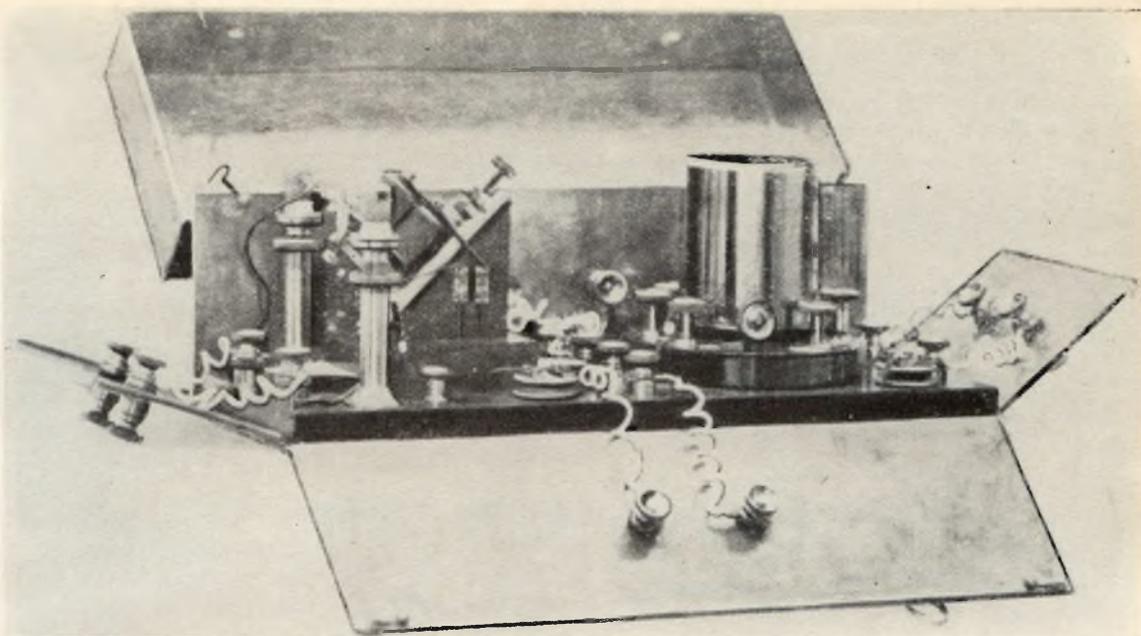


Fig. 8 - Ricevitore Marconi per le prove effettuate dalla Marina militare negli anni 1898-1899.

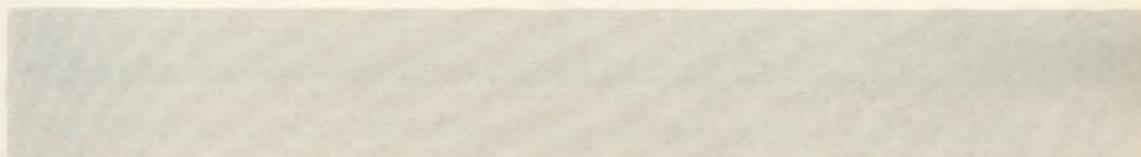
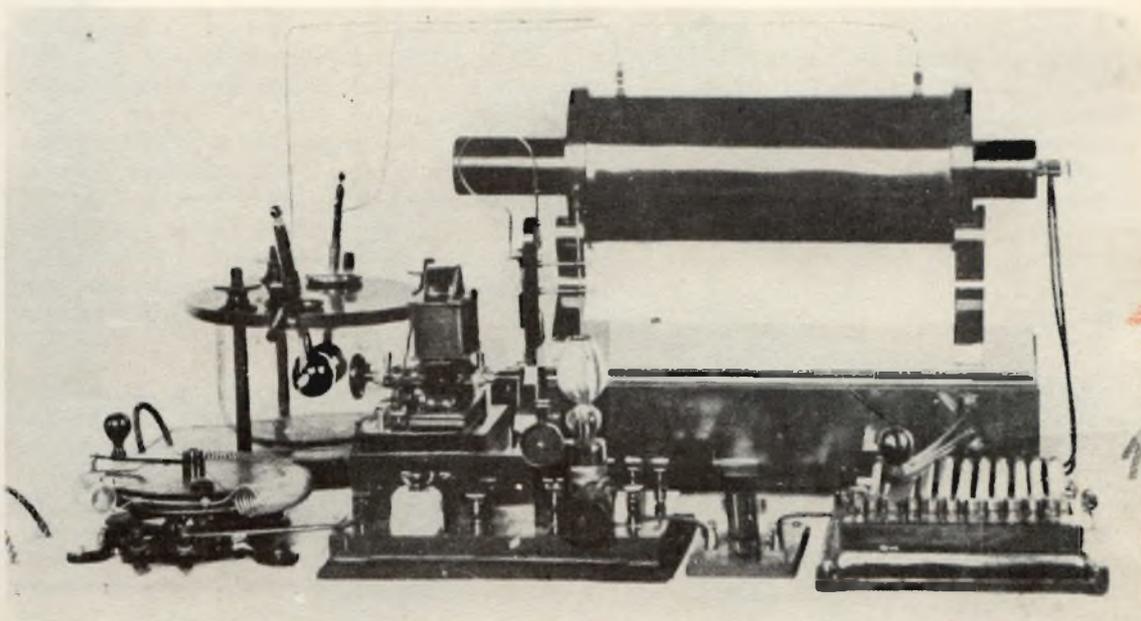


Fig. 9 - Trasmettitore Marconi costruito dalla Marina militare per le prove degli anni 1898-1899.



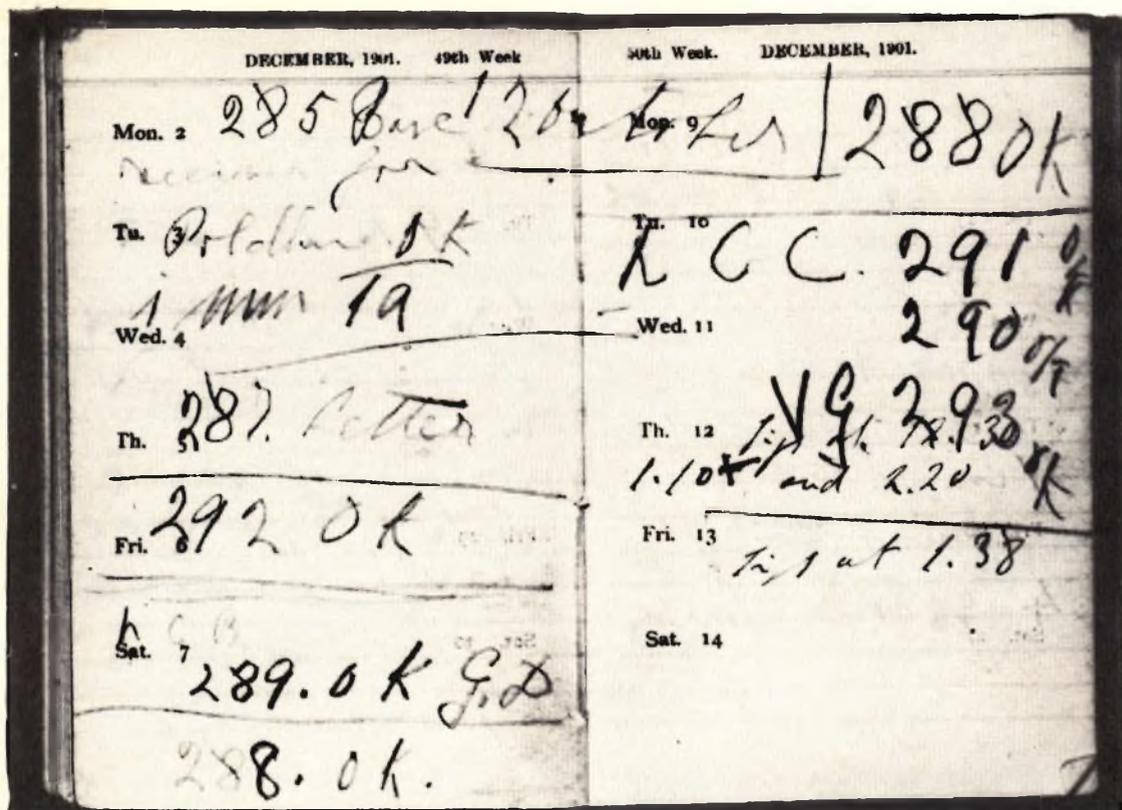


Fig. 10 - Originale del diario di Marconi nel quale sono chiaramente visibili le annotazioni delle ore di ricezione, a Poldhu, dei primi segnali transatlantici (Th 12 - sign. at 12.30. Fri 13 - sign. at 1.38). Successivamente il diario è stato usato da Marconi per altre annotazioni private. (foto esclusiva del comm. Agosto).

una prova pratica dell'utilità della radio per la segnalazione dei passaggi delle navi in vista dell'isola di Rathlin, distante sette miglia dalle coste dell'Irlanda del Nord. La prova riusciva pienamente. Il 26 agosto, mentre l'isola era completamente circondata dalla nebbia, e perciò invisibile dalla terra ferma, fu dato avviso per radio del passaggio di dieci navi.

Anno 1899

Il 3 marzo avveniva il **primo salvataggio di naufraghi** grazie all'impiego della radiotelegrafia. Nello stesso giorno, in una conferenza tenuta alla INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERING, Marconi dimostrava come fosse possibile con le onde cortissime, concentrare le trasmissioni in una data direzione, inoltre, sempre nel mese di marzo, venivano firmati degli accordi fra il governo francese e quel-

lo inglese circa il primo collegamento che avrebbe dovuto allacciare fra loro i due stati. A proposito di questo collegamento Marconi affermò quanto segue: « ... le località scelte per le stazioni erano distanti 12 miglia l'una dall'altra. La stazione inglese era situata presso il faro di South Foreland vicino a Dover, quella sulla costa francese a Wimereux presso Boulogne. Tra queste due stazioni fu trasmesso il primo telegramma fra l'Inghilterra e la Francia ».

Questo primo collegamento attraverso la Manica costituì allora un **fatto sensazionale**, sebbene la stampa francese lo avesse reso noto senza attribuirgli eccessiva importanza. Per contro il TIMES del 28 Marzo 1899 pubblicava il testo del primo marconigramma di stampa inviato via radio attraverso la Manica. Durante l'estate furono eseguiti molti esperimenti fra la

nave IBIS e la terraferma. Esperienze fra navi in navigazione furono altresì condotti durante le manovre della marina militare inglese. Alle osservazioni dei giornalisti, i quali facevano notare come per la prima volta nella storia della marina britannica la direzione tecnica di un delicato servizio marittimo venisse affidata ad uno straniero, il comandante Jackson esclamava: « **putroppo non esiste un Marconi inglese** ». Durante queste manovre navali furono assicurati collegamenti fino alla distanza di 140 chilometri.

Il 13 settembre Marconi partiva alla volta dell'America del Nord a bordo dell'Urania, giungendo a New York il 21 settembre. In quel paese prove di collegamenti radio, erano state portate a termine fra gli incrociatori New York e Massachusetts.

Il 3 ottobre Marconi, per conto dei giornali NEW YORK HERALD ed EVENING TELEGRAPH, trasmetteva da bordo del piroscampo Ponce l'andamento delle regate veliche per la gran coppa d'America.

L'11 novembre il Ministero della marina degli Stati Uniti, signor Long, scriveva a Marconi nei seguenti termini: « **questo dipartimento navale desidera esprimere**

la sua riconoscenza ed i suoi ringraziamenti per gli esperimenti del sistema Marconi di radiotelegrafia da voi recentemente eseguiti dinanzi ad una commissione navale. Questo dipartimento desidera inoltre congratularsi con voi per i buoni risultati conseguiti. La sicurezza di poter trasmettere segnali in condizioni non praticabili con altri sistemi, rende il sistema Marconi di grande valore ».

Anno 1900

La WIRELESS TELEGRAPH TRADING SIGNAL Co. Ltd, assumeva la nuova denominazione di MARCONI's WIRELESS TELEGRAPH Co Ltd.

Furono eseguiti nuovi esperimenti fra Santa Caterina, nell'isola Wigth, e Capo Lizard, nella Cornovaglia, alla distanza di 300 chilometri. Frattanto, il 2 febbraio, Marconi teneva la sua prima conferenza sulla radiotelegrafia alla ROYAL INSTITUTION OF GREAT BRITAIN.

Il piroscampo St. Paul, della marina mercantile statunitense, stampava in navigazione notizie ricevute da terra e trasmetteva a terra telegrammi di passeggeri fino alla distanza di 110 chilometri.



Fig. 11 - Guglielmo Marconi -
(foto esclusiva Comm. Agosto).

Il 26 aprile Marconi depositava il brevetto n° 7777 sugli apparecchi sintonici, che fu causa di numerose vertenze giudiziarie sempre favorevoli allo scienziato italiano.

Nel mese di ottobre veniva costruita a Poldhu, in Cornovaglia, una stazione radiotelegrafica.

Anno 1901

Nella primavera il governo francese chiedeva a Marconi la fornitura dei suoi apparati sintonici per collegare la Francia alla Corsica. Marconi aderiva alla richiesta e i successivi esperimenti sotto il controllo del capitano del genio francese Férié e del T.V. Tissot davano risultati positivi.

Anche gli Stati Uniti, nel mese di aprile, acquistavano i brevetti Marconi.

Il 2 giugno veniva trasmesso il primo radiotelegramma ufficiale fra l'isola di Caprera e Monte Mario, nelle vicinanze di Roma, mentre il 17 settembre un incendio distruggeva la stazione di Poldhu ancora in costruzione.

Il 26 novembre Marconi si imbarca a Liverpool sul piroscafo Sardinia, della compagnia Allen Line, unitamente ai suoi assistenti Pagel e Kempt, diretto a Terranova. Giunto colà costruiva una stazione ricevente dando istruzioni alla stazione di Poldhu, che era stata riattivata, di trasmettere per tre ore al giorno il segnale « s », corrispondente a tre punti dell'alfabeto Morse.

Il 12 dicembre alle ore 12,30 Marconi riceveva per la prima volta i tre battiti corrispondenti al suddetto segnale, trasmessi da Poldhu. In tal modo egli aveva avuto la conferma definitiva che le onde em potevano superare la curvatura terrestre. Quando gli esperimenti stavano per essere ripresi Marconi si vide notificare dalla COMPAGNIA ANGLO-AMERICANA DEI CAVI ELETTRICI, una diffida, nella quale si affermava che detta compagnia possedeva la concessione del monopolio delle comunicazioni telegrafiche fra l'isola di Terranova e le località situate fuori dalla colonia e che di conseguenza il lavoro nel quale Marconi era impegnato costituiva una violazione ai suoi diritti. Marconi affermò successivamente che gli fu imposto di sospendere immediatamente i suoi

esperimenti e di ritirare gli apparecchi. Egli obbedì a tale ingiunzione tanto più che ormai aveva vinto, dimostrando che le onde em potevano varcare anche gli oceani.

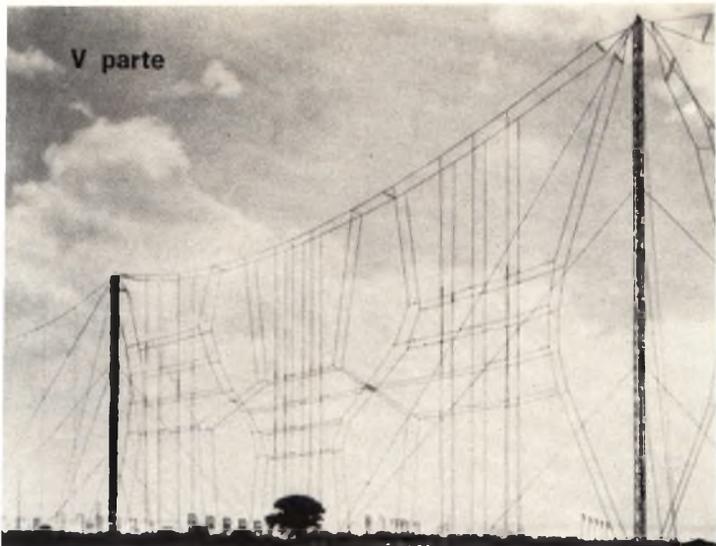
Il 16 dicembre il professore Michele Pupin, ordinario di elettrotecnica presso la Università di Colombia affermava: « **credo fermamente che Marconi sia riuscito ad inviare segnali fra la Cornovaglia inglese e costa di Terranova mediante il suo sistema di telegrafia senza fili. Un fatto di grande importanza e di grande interesse per il mondo scientifico è che Marconi abbia provato in modo conclusivo come la curvatura della terra non sia un ostacolo alla telegrafia senza fili. A Marconi spetta il merito di aver spinto innanzi la sua opera con grande tenacia ed intelligenza e si deve solo rimpiangere che vi siano molti scienziati ed elettrotecnici che stanno lavorando attorno ai brevetti di Marconi, cercando di privare lui ed i suoi collaboratori del merito e dei benefici derivati da un'opera che spetta esclusivamente a loro** ».

Contemporaneamente il professore A.E. Dolber del Tufts College, dichiarava: « **se Marconi è riuscito a comunicare attraverso il mare, non vedo perchè non dovrei credere che egli abbia pertanto risolto definitivamente tale problema** ».

Frattanto, il 17 dicembre il NEW YORK TIMES scriveva: « **se Marconi riesce nelle sue prime esperienze di telegrafia senza fili intercontinentale, il suo nome rimarrà attraverso i secoli tra quelli dei più grandi inventori di tutto il mondo. Lo spirito animatore della recente invenzione è quello di superare gli ostacoli del tempo e dello spazio e di associare tutte le razze umane avvicinandole. Il commercio, più di qualsiasi altra forma, ha reso questa associazione intima e duratura. Il successo di Marconi è tale da eccitare l'immaginazione, e tutti gli uomini intelligenti spereranno fervidamente che la telegrafia senza fili dimostri di non essere soltanto un giocattolo scientifico, ma un sistema pratico e quotidiano. Gli scienziati additano gli ostacoli considerati ordinariamente come insuperabili. Il primo trionfo di Marconi è vaticinio di future conquiste** ».

Mentre Marconi brevettava un proprio detector magnetico il 22 dicembre il Canada gli offriva il suo aiuto. (segue)

V parte



RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

LA RICEZIONE DELLE STAZIONI AD ONDA CORTA

Precedentemente abbiamo pubblicato una tabella la quale ha il compito di mettere in evidenza la suddivisione del globo in tre distinte regioni. Suddivisione che è stata decisa dall'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (UIT), al fine di tenerne conto durante l'assegnazione delle frequenze che sono necessarie agli stati per l'espletamento dei vari servizi.

Consultando il Regolamento Internazionale delle Radiocomunicazioni, si potrà infatti osservare come l'assegnazione di talune gamme di frequenze, od anche di particolari frequenze, per determinati servizi possa essere alquanto diversa da regione a regione. Così una gamma che in una data regione è riservata esclusivamente alla radiodiffusione può essere attribuita, in un'altra regione, a due servizi distinti.

La tabella che invece presentiamo in questo numero è stata compilata dalla UIT allo scopo di suddividere la terra in 75 zone radiofoniche. Ciò consente di indicare in modo conciso nelle nomenclature,

oppure nei bollettini orari mensili pubblicati dagli enti radiofonici, quale zona del globo terrestre si preveda di servire con una determinata stazione. Così, ad esempio, se per una stazione radiofonica francese è stabilito che fra le ore 22,00 e le ore 12,30 effettuerà una emissione destinata a servire le zone 55, 58 e 59, ciò significherà che la trasmissione sarà diretta verso l'Australia. Una emissione italiana, zona 28, effettuata fra le ore 00,00 e le ore 02,00 e destinata alle zone 12, 13 e 14 ha evidentemente lo scopo di servire il Sud America e così via.

APPUNTI SUI RICEVITORI DESTINATI ALLA RICEZIONE DELLE STAZIONI RADIOFONICHE AD ONDA CORTA

Prima di concludere queste note destinate alla ricezione delle stazioni ad onda corta (che continueremo trattando la ricezione FM e TV e con gli elenchi delle emittenti OC iniziati con il numero scorso), desideriamo dare qualche consiglio sulla scelta dei ricevitori atti a consentire la ricezione stessa.

I ricevitori di questo tipo possono essere suddivisi in tre distinte categorie:

a) **Ricevitori di tipo professionale** che consentono, mediante dispositivi di ricerca molto demoltiplicati, una rapida sintonia sulla stazione desiderata con approssimazione dell'ordine del kHz od anche meno. Con questi ricevitori, il cui costo si aggira fra uno e più milioni, è possibile variare le condizioni di selettività in funzione delle necessità. Essi generalmente sono muniti di un dispositivo SSB (cioè per la ricezione a banda laterale unica) che permette, in presenza di interferenze, di scegliere fra le due bande di una stazione a modulazione di ampiezza, quella meno interferita e di ridurre alquanto la distorsione dovuta al fading selettivo (su quest'ultimo argomento ci siamo intrattenuti sui numeri della rivista che sono stati indicati nelle puntate precedenti).

Da notare che nel materiale del **surplus**, che viene messo in vendita a prezzi notevolmente bassi, si trovano molti tipi di ricevitori professionali che consentono anche la ricezione delle gamme radiofoniche ad onda corta. Si tratta in genere di apparecchi usati, e talvolta anche nuovi, messi fuori servizio dai competenti organi militari, il cui acquisto deve essere effettuato con molta cautela. Infatti in Italia a differenza di quanto si riscontra in Inghilterra ed in Francia il materiale del surplus frequentemente è manomesso e perciò non sempre i ricevitori sono in grado di dare il massimo rendimento.

b) **Ricevitori di tipo semi-professionale** — Si tratta di ricevitori, il cui costo si aggira fra le 200.000 ed il milione, che pur consentendo delle prestazioni certamente inferiori ai precedenti sono fra i più consigliabili agli amatori della ricezione del " **broadcasting** ".

Questi ricevitori, in genere, permettono la ricezione mediante l'impiego di gamme allargate (bandspread), la qualcosa facilita le operazioni di sintonia. Sono presenti pure dispositivi adatti a variare la selettività degli stadi di media frequenza ed in taluni di essi esistono anche dei circuiti atti a permettere la ricezione SSB. Naturalmente quest'ultima possibilità è ottenuta tramite dei circuiti meno compli-

cati, e perciò di minore rendimento rispetto ai ricevitori professionali.

c) **Ricevitori radiofonici di classe elevata** — Si tratta di normali ricevitori radiofonici le cui caratteristiche sono da ritenere superiori a quelle proprie dei ricevitori usati normalmente. Il loro prezzo si aggira fra le 90.000 e le 200.000 lire. Raramente essi dispongono di comando per variare la selettività, e di comando di sintonia demoltiplicato.

RICEVITORI PROFESSIONALI

RACAL modello RA. 17 - In figura 1 è visibile un ricevitore di tipo altamente professionale, usato sia nei servizi fissi e mobili sia presso i Centri di Controllo per la radiodiffusione, il quale consente la ricezione delle frequenze comprese fra 500 kHz e 30 MHz. Allo stesso può essere incorporato un adattatore per la ricezione della SSB ed un convertitore per adattarlo alla ricezione della gamma delle onde lunghe a partire da 10 kHz. Si tratta di un ricevitore a sintonia continua, la cui scala, molto demoltiplicata, consente la sintonia kHz per kHz.

Di questo ricevitore esiste anche una versione transistorizzata (RA. 1217).

Ricevitore COLLINS 51J4 - Si tratta di un ricevitore molto usato nel campo delle radiocomunicazioni professionali, di elevatissimo rendimento e che purtroppo non viene più costruito essendo stato sostituito da una versione transistorizzata. Molti esemplari di questo ricevitore si trovano in commercio a prezzi variabili fra le 300.000 ed il milione ma non nel materiale del surplus. È possibile la ricezione delle frequenze comprese fra 500 e 30,5 MHz, suddivise in 30 sottogamme di 1 MHz ciascuna.

Si tratta di un ricevitore supereterodina a tripla conversione con 1ª media frequenza variabile da 11,5 a 10,5 MHz; 2ª media frequenza variabile da 1,5 a 2,5 MHz e 3ª frequenza a 500 kHz. Mediante l'impiego di due tipi di filtri, a cristallo e meccanico, sono ottenibili ben 15 larghezze di banda diverse che vanno da 0,1 a 6,3 kHz. La scala è lineare su tutte le bande, con divisioni di 1 kHz. (figura 2).

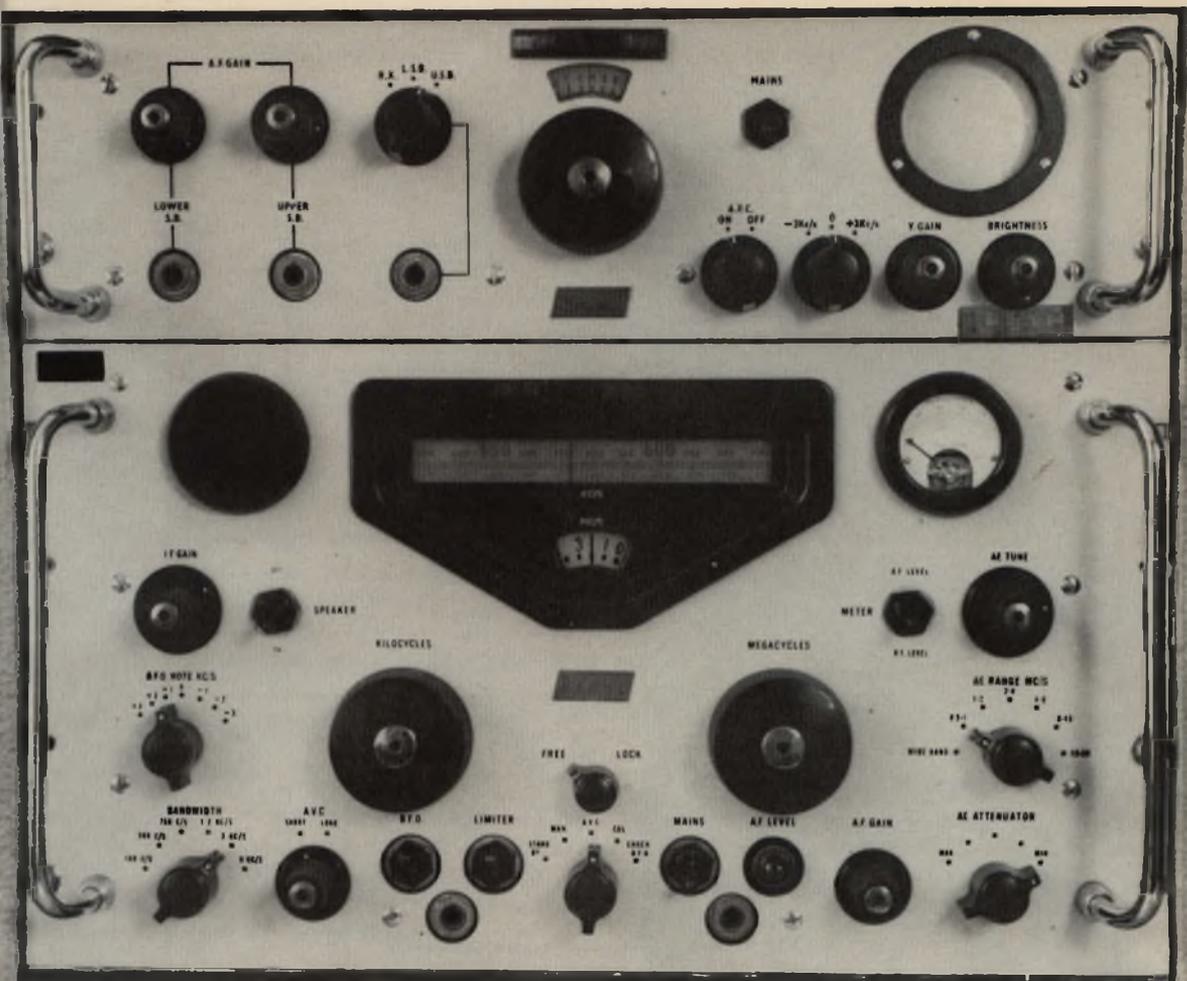


Fig. 1 sopra - Ricevitore professionale RACAL RA-17 completo di adattatore per la ricezione SSB.
 Fig. 2 sotto - Ricevitore professionale 51 J 4.



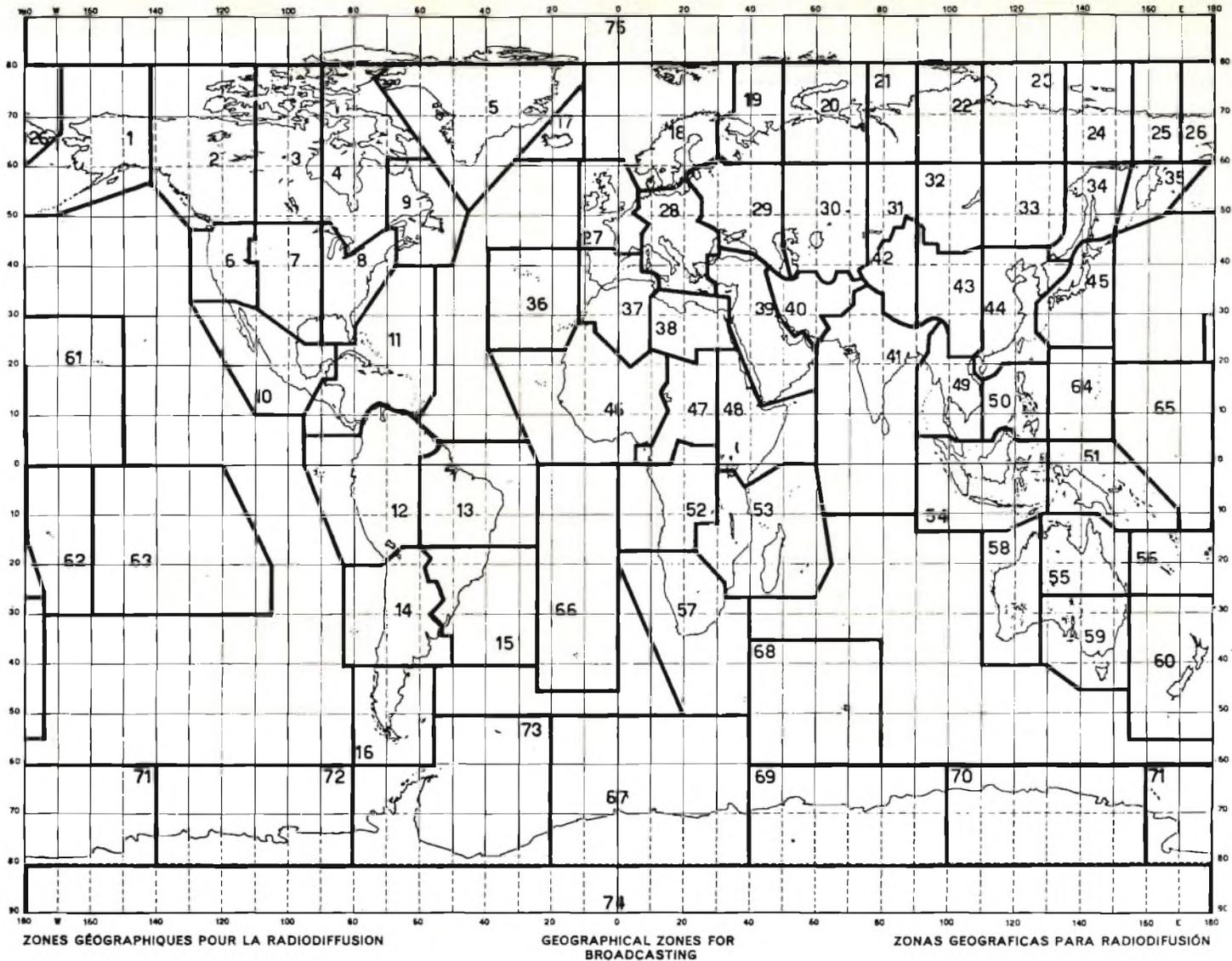


TABELLA · Suddivisione della terra in 75 zone radiofoniche.

Ricevitore professionale ALLOCCHIO BACCHINI AC 18 UN - Un ottimo ricevitore di costruzione nazionale, altamente competitivo, che impiegato in modo particolare nei servizi fissi e mobili (specialmente nella Marina mercantile ed in quella militare), dovrebbe avere molta fortuna anche in altri servizi come quello per la ricezione delle stazioni radiofoniche. Il suo prezzo è veramente competitivo essendo dell'ordine delle 800.000 lire, per esemplari nuovi.

Questo ricevitore è progettato per coprire con continuità la banda compresa fra i 75 kHz e di 31 MHz, ed è costituito da 13 tubi più un diodo al germanio e 4 raddrizzatori al silicio per l'alimentazione.

Le principali caratteristiche sono:

a) Selettività variabile a gradini tramite commutatore a 4 posizioni (larga, media, stretta, strettissima).

b) Controllo di sensibilità automatico e manuale.

c) Stadio limitatore di disturbi a soglia automatica.

d) Oscillatore di nota con stadio separatore e frequenza di battimento regolabile.

e) Filtro di bassa frequenza per la ricezione di segnali telegrafici non modulati e battimento a 1000 Hz.

f) Altoparlante incorporato escludibile.

g) Compensatore correttore d'aereo con comando esterno per l'affinamento della sintonia dello stadio di aereo.

h) Uscita in "frequency shift" per il collegamento ad eventuale adattatore esterno.

i) In luogo dell'altoparlante può essere inserito un indicatore del tipo S meter.

l) Possibilità di inserimento di un preamplificatore per il collegamento ad un terminale telefonico.

L'alimentazione è del tipo universale 110-280 Volt ma eventualmente può essere fornita per c.c. a 24 V.

La scala di sintonia, di ampie dimensioni, è tarata direttamente in frequenza ed il relativo comando è doppio cioè con manopola a manovella per la ricerca rapida ed un secondo comando, per l'affinamento della sintonia, applicato direttamente alla vite senza fine della demoltiplica.

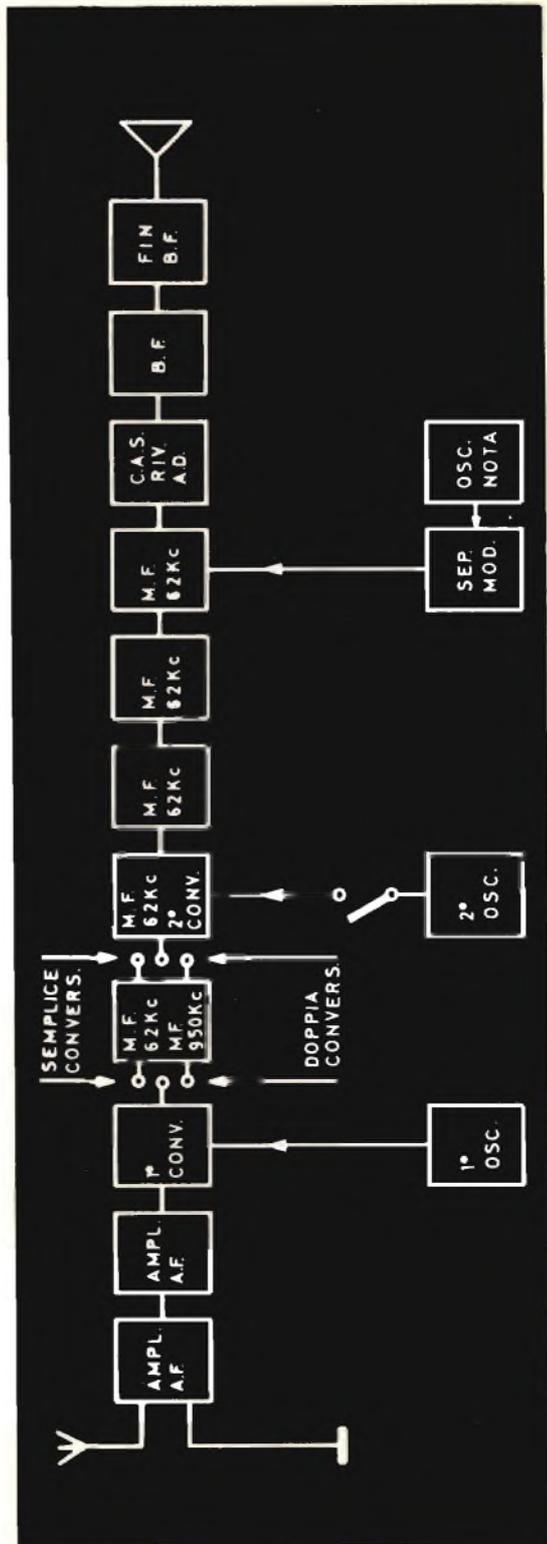
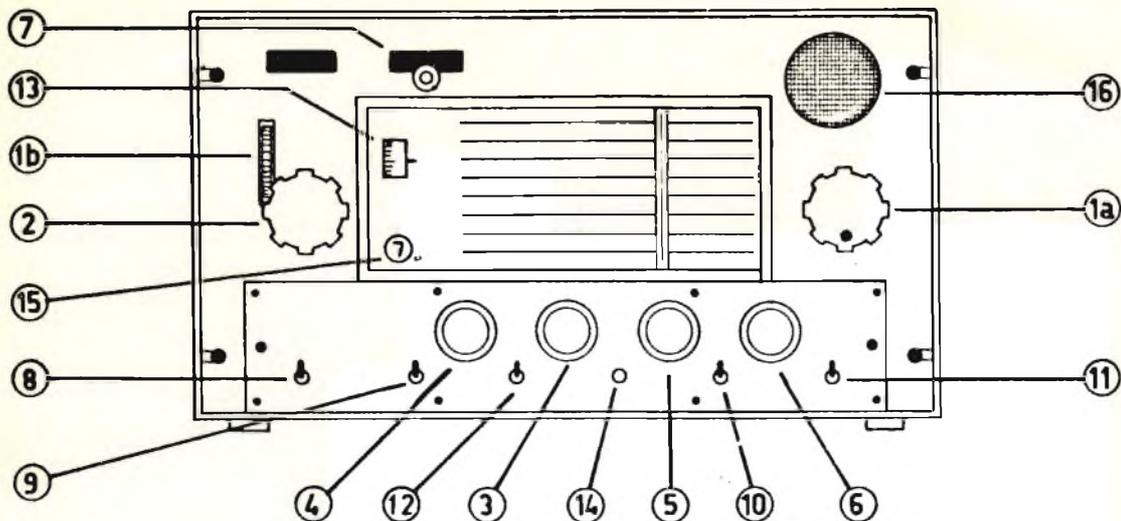


Fig. 3 - Schema a blocchi del ricevitore professionale Allocchio Bacchini AC 18 UN.

VISTA FRONTALE

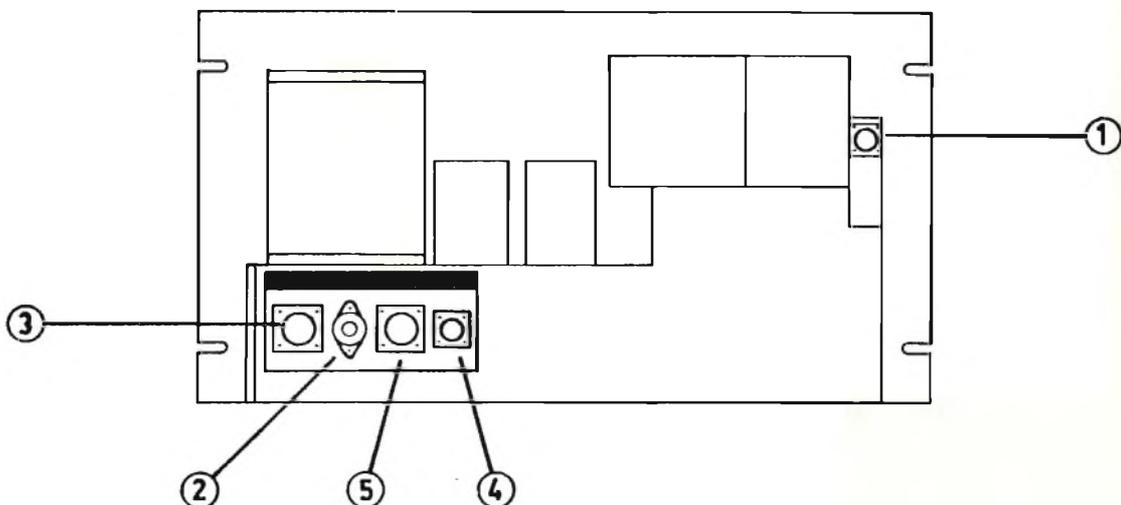
RICEVITORE A.B. - AC 18 UN



- 1 a - Sintonia veloce
- 1 b - Sintonia fine
- 2 - Commutatore di gamma
- 3 - Controllo di sensibilità
- 4 - Volume B.F. e int. rete
- 5 - Commutatore di selettività
- 6 - Oscillatore di nota
- 7 - Correttore d'aereo
- 8 - Interruttore C.A.S.
- 9 - Interruttore antidisturbo
- 10 - Interruttore anodica
- 11 - Commutatore A1-A2-A3

- 12 - Interruttore altoparlante
- 13 - Nonio sintonia
- 14 - Presa per cuffia
- 15 - Indicatore di gamma
- 16 - Altoparlante
- 1 - Aereo
- 2 - Cambio tensioni
- 3 - Rete c.a.
- 4 - Uscita FS-62 Kc/s
- 5 - Uscite B.F. e relè

VISTA POSTERIORE SENZA COFANO



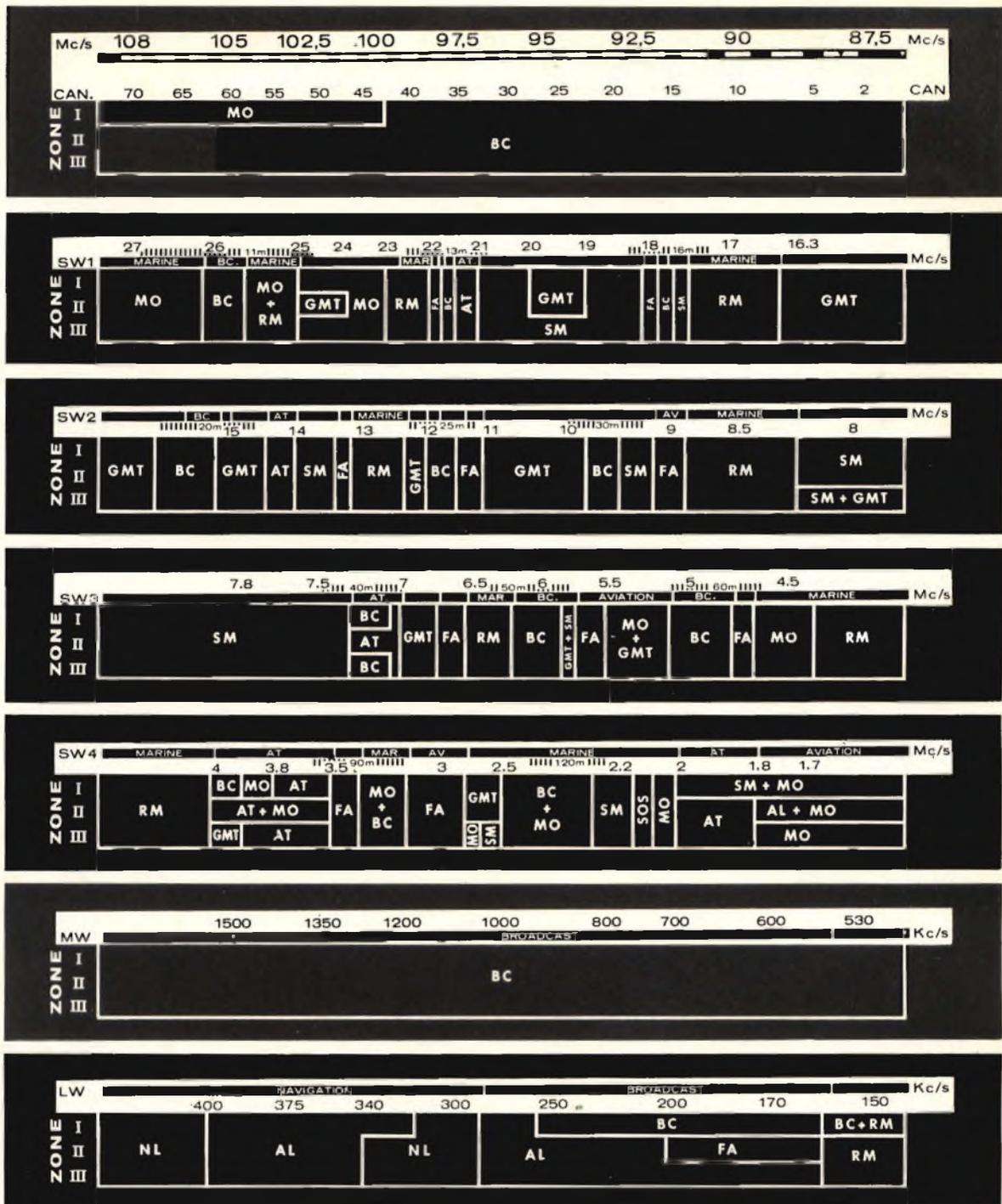


Fig. 5 - Scala di sintonia del ricevitore PHILIPS L6X38T con le sigle dei servizi assegnati alle varie gamme. AL = radiolocalizzazione, AT = radioamatori, RC = radiodiffusione, FA = mobile aereo, GMT = segnali orari, MO = servizi mobili, NL = radiolocalizzazione marittima, SM = meteo, SOS = emergenza.

Nella gamma da 75 kHz a 1560 kHz si ha una semplice conversione di frequenza, a 62 kHz, mentre per le gamme da 1,5 a 31 MHz il segnale subisce una doppia conversione. Il valore della seconda media frequenza è di 950 kHz.

In figura 3 è riportato lo schema a blocchi e in figura 4a e 4b la vista frontale del ricevitore.

RICEVITORI SEMIPROFESSIONALI

EDDYSTONE - Di questa marca, rappresentata in Italia dalla Marconi Italiana, esiste una vasta gamma di ricevitori alcuni dei quali aventi caratteristiche di tipo professionale altri semi-professionali. Fra essi possiamo citare il tipo a transistori EC10 con cinque gamme da 550 kHz a 30 MHz, completamente transistorizzato. Il modello 880/2 a doppia conversione di frequenza. La scala è lineare su tutte le bande con divisioni in 1 kHz. Selettività variabile in cinque posizioni. Frequenze ricevibili da 500 kHz a 30,5 MHz.

DRAKE 4 RB - Si tratta di un interessante ricevitore semiprofessionale, il cui costo si aggira sulle 450.000 lire. Concepito per le gamme dei radioamatori può coprire, tramite l'inserzione di appositi quarzi, le gamme comprese fra 500 kHz e 30 MHz ed in particolare quelle radiofoniche.

Si tratta di un ricevitore a doppia conversione che dispone di un filtro a selettività variabile e consente anche la ricezione in SSB. E costituito da 30 fra tubi e semiconduttori.

Fra i tipi di ricevitori semiprofessionali possono essere compresi l'HALLICRAFTER SX 122 gamma 500 kHz - 34 MHz a doppia conversione, e l'HAMMARLUND HQ 215 gamma 3,4 - 30 MHz a quarzi intercambiabili.

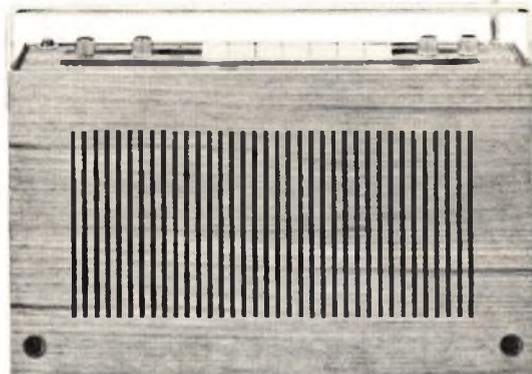
Interessante pure il ricevitore SATELLITE della Grubbing del tipo a transistori, con bande di radiodiffusione allargate ed antenna incorporata od esterna.

PHILIPS L6X38T - Si tratta di un ricevitore portatile adatto alla ricezione delle stazioni comprese fra 150 kHz e 28 MHz, compresa la modulazione di frequenza, nel quale sono impiegati 11 transistori e

8 diodi. È dotato di comando demoltiplicato, di un antenna ferroceptor incorporata, di un'altra a telaio e di due antenne telescopiche oltre ad una presa per il collegamento ad antenne esterne. Esso dispone anche di un indicatore di sintonia e di altoparlante incorporato. Questo apparecchio permette di eseguire la radiolocalizzazione ed è munito a questo proposito, di un anello azimutale graduato, e di un libretto di istruzioni per il corretto impiego in tale senso. (fig. 5).

Apparecchi di notevole classe, sia a transistori che a valvole, e che consentono la ricezione delle stazioni di radiodiffusione ad onda lunga media e corta sono descritti anche negli appositi listini dedicati ai radiorecettori editi dalla ditta G.B.C. alla quale possono essere richiesti.

Fig. 6 - Radiorecettore B&O Beolit 800.



ELENCO STAZIONI AD ONDA CORTA

Continuiamo l'elenco delle stazioni di radiodiffusione ad onda corta, iniziato il numero scorso, dando l'elenco delle stazioni ricevibili attualmente in Italia nelle gamme da 7100 a 7300 kHz, attenendoci alle norme pubblicate nel suddetto numero della rivista.

Riportiamo anche l'elenco delle principali stazioni di radiodiffusione che trasmettono fuori gamma, fra 6210 e 7600 kHz, la qualcosa può essere utile soprattutto ai radioamatori, almeno per quanto concerne la gamma dei 7 MHz.

STAZIONE	NAZIONE	FREQUENZA kHz	PERIODI DI EMISSIONE
BUDAPEST	Ungheria	7100,120	PS
URSS	URSS	7100,00	PSN
TIRANA	Albania	7100,6	S
JANINA	Grecia	7100,1	MP
ASCENSION	Ascensione	7105,00	N
DELHI	India	7105,0	N
MADRID	Spagna	7105,06	PS
TANGER VOA	Marocco	7105,0	S
TIRANA	Albania	7106,2	S
BANGKOK	Tailandia	7105,	N
MONTECARLO	Monaco	7105,	P
LONDON	Inghilterra	7110,001	S
URSS	URSS	7110,00	MPSN
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7115,0	MPS
SEBAA AIOUN	Marocco	7115,9	NM
BANGKOK	Tailandia	7114,8	N
PEIPING	Cina RP	7120,1	N
LONDON	Inghilterra	7120,000	NPS
TEBRAU	Malesia	7120,0	S
DELHI	India	7120,	N
WARSZAWA	Polonia	7124,9	PSN
CONAKRY	Guinea	7125,2	M
DELHI	India	7125,0	N
LONDON	Inghilterra	7130,000	SN
URSS	URSS	7130,00	MP
JUELICH	Germania RF	7130,00	MPS
RHODES VOA	Grecia	7130,0	N
MONTECARLO	Monaco	7135,07	MPS
MONROVIA VOA	Liberia	7135,	SN
TIRANA	Albania	7138,	SN
LIMASSOL	Cipro	7140,00	NPS
LONDON	Inghilterra	7140,00	N
WARSZAWA	Polonia	7143,0	PSN
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7145,	S
URSS	URSS	7150,00	S
LONDON	Inghilterra	7150,00	NM
IOANNINA	Grecia	7148,0	M
TAIPEI	Formosa	7151,3	P
LONDON	Inghilterra	7155,0	P
LIMASSOL	Cipro	7155,0	S
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7155,	S
AMMAN	Giordania	7154,5	M
PEIPING	Cina RP	7155,9	P
PARIS	Francia	7159,9	M
VATICANO	C. Vaticano	7160,000	P
CAIRO	Egitto	7159,5	MS
TIRANA	Albania	7159,	S
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7165,	MPS
TRIPOLI	Libia	7165,	S
DELHI	India	7165	N
URSS	URSS	7170,2	N
LONDON	Inghilterra	7170,004	NPS

SINGAPORE	Singapore	7170,	N
NOUMEA	N. Caledonia	7170,5	M
CALTANISSETTA	Italia	7175,000	MPS
BUCAREST	Ungheria	7175,1	S
MONROVIA	Liberia	7175,0	M
SAIGON	Vietnam	7175,08	P
DJAKARTA	Indonesia	7175,	N
BAGHDAD	Iraq	7180,00	PS
RADIO LIBERATION	Germ. Port. USA	7180,	NM
BERLIN	Germania RD	7185,00	MPS
LONDON	Inghilterra	7185,00	S
JERUSALEM	Israele	7189,2	PS
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7190,00	MPS
URSS	URSS	7195,0	N
BUCAREST	Romania	7194,8	P
MONROVIA	Liberia	7195,	SM
DELHI	India	7195,1	P
URSS	URSS	7200,0	MPSN
LONDON VOA	Inghilterra	7200,0	M
BELGRADO	Yugoslavia	7200,0	PSN
TAIPEI	Formosa	7199,2	P
THESSALONIKI	Grecia	7275,1	PS
URSS	URSS	7205,02	S
OSLO	Norvegia	7210,0	M
LONDON	Inghilterra	7210,01	SNM
BEROMUENSTER	Svizzera	7210,00	M
ABIDJAN	Costa Avorio	7213,5	S
CAIRO	Egitto	7213,6	M
DELHI	India	7215,05	S
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7220,	MPSN
RIYADH	Arabia S.	7220,	S
TANGER VOA	Marocco	7220,0	M
SEBAA AIOUN	Marocco	7225,1	MPS
DELHI	India	7225,06	N
URSS	URSS	7230,00	P
MONTECARLO	Monaco	7229,8	P
LONDON	Inghilterra	7230,00	NM
ROMA	Italia	7235,000	PS
DAMASCUS	Siria	7235,4	P
OKINAWA VOA	Is. Ryukyu	7235,0	P
KARACHI	Pakistan	7235,3	M
URSS	URSS	7235,00	PS
OSLO	Norvegia	7240,02	MS
URSS	URSS	7240,0	MPS
BAGHDAD	Iraq	7239,8	P
VIENNA	Austria	7245,00	MS
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7245,	N
SAIGON	Saigon	7245,2	P
NOUAKCHOTT	Mauritania	7244,9	S
LUANDA	Angola	7243,9	SN
VATICANO	C. Vaticano	7250,000	MPS
URSS	URSS	7250,00	PSN
SINGAPORE	Singapore	7250,6	N
PARIS	Francia	7255,3	S

SOFIA	Bulgaria	7254,5	P
EUROPA RADIO	Germ. Port. USA	7255,	M
DJAKARTA	Indonesia	7255,	N
PARIS	Francia	7260,2	P
LONDON	Inghilterra	7260,00	N
URSS	URSS	7260,00	NPS
LIMASSOL	Cipro	7260,00	S
MONTECARLO	Monaco	7259,9	P
ROHRDORF	Germania RF	7265,0	MPS
URSS	URSS	7265,00	P
EREVAN	URSS	7270,00	PS
LONDON VOA	Inghilterra	7270,00	S
VOA	Grecia	7270,0	S
TANGER VOA	Marocco	7270,01	S
ROMA	Italia	7275,000	SM
JUELICH	Germania RF	7275,00	P
COLOMBO	Ceilon	7275,0	N
PEIPING	Cina RP	7274,9	N
URSS	URSS	7280,00	S
PARIS	Francia	7280,0	S
TIRANA	Albania	7282,9	S
CINCINNATI	USA	7280,0	M
BERLIN	Germania RD	7280,1	P
WARSAWA	Polonia	7285,0	MPSN
URSS	URSS	7285,0	N
RHODES VOA	Grecia	7285,0	S
ROMA	Italia	7290,000	PS
THESSALONIKI	Grecia	7290,0	S
JUELICH	Germania RF	7290,0	S
MONTECARLO	Monaco	7290,1	M
ADDIS ABEBA	Etiopia	7292,0	S
TIRANA	Albania	7291,9	M
URSS	URSS	7295,0	PS
RADIO LIBERATION	Germ. Port. USA	7295,0	N
BERLIN	Germania RD	7300,04	PS
TIRANA	Albania	7301,	PSN

**STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE CHE TRASMETTONO
FUORI DALLE GAMME A LORO ASSEGNATE FRA 6210 ÷ 7500 kHz**

URSS	URSS	6210,0	S
TIRANA	Albania	6211,5	PSM
PEIPING	Cina RP	6225,	S
BUDAPEST	Ungheria	6234,1	M
SOFIA	Bulgaria	6245,0	S
CUZCO	Perù	6250,00	N
PEIPING	Cina RP	6280,0	N
URSS	URSS	6280,2	N
PEIPING	Cina RP	6290,1	PS
PEIPING	Cina RP	6320,4	S
PEIPING	Cina RP	6345,0	S
URSS	URSS	6370,	P
PEIPING	Cina RP	6392,	S
PEIPING	Cina RP	6399,8	PS

STAZIONE	NAZIONE	FREQUENZA kHz	PERIODI DI EMISSIONE
EGIZIANA	Egitto	6450,2	P
PYONGYANG	Corea	6472,	PS
PEIPING	Cina RP	6560,	P
PEIPING	Cina RP	6600,	S
PEIPING	Cina RP	6645,0	S
PEIPING	Cina RP	6860,2	PS
GREENVILLE	USA	6875,0	M
PEIPING	Cina RP	7010,070	PS
PEIPING	Cina RP	7020,0	S
PEIPING	Cina RP	7025,07	P
PEIPING	Cina RP	7035,04	PS
URSS	URSS	7039,8	PS
CAIRO	Egitto	7049,5	P
URSS	URSS	7050,3	N
PEIPING	Cina RP	7058,	S
TEHERAN	Iran	7065,	PS
PEIPING	Cina RP	7065,04	P
TIRANA	Albania	7063,1	PSN
PEIPING	Cina RP	7075,	S
PEIPING	Cina RP	7079,7	S
TIRANA	Albania	7078,	S
TIRANA	Albania	7090,0	PS
PEIPING	Cina RP	7094,	S
BERLIN	Germania RD	7300,000	PS
URSS	URSS	7300,07	N
TIRANA	Albania	7302,8	PS
TIRANA	Albania	7304,6	PS
KIEV	URSS	7310,02	PSN
PEIPING	Cina RP	7315,0	PS
URSS	URSS	7315,00	M
URSS	URSS	7320,00	PSN
LONDON	Inghilterra	7325,00	S
PEIPING	Cina RP	7325,6	P
URSS	URSS	7330,00	PSN
PEIPING	Cina RP	7335,	P
URSS	URSS	7340,000	PS
PRAHA	Cecoslovacchia	7345,00	PSN
URSS	URSS	7350,0	PN
PEIPING	Cina RP	7350,	S
URSS	URSS	7360,00	PSNM
URSS	URSS	7370,01	MPSN
PEIPING	Cina RP	7375,1	S
URSS	URSS	7380,00	PN
URSS	URSS	7390,00	PSN
URSS	URSS	7400,00	PSNM
PEIPING	Cina RP	7400,0	S
URSS	URSS	7420,00	PS
URSS	URSS	7440,00	PSN
PEIPING	Cina RP	7470,0	S
PEIPING	Cina RP	7480,	PS
URSS	URSS	7490,0	P
PEIPING	Cina RP	7500,	PS
SOFIA	Bulgaria	7670,1	MPS

ELECTRONIC COMPONENTS

Funkschau

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE

HiFi/Stereo Review

Electronics

Electrónica

LE HAUTE-PARLANT

radio magazine electronic

FUNK TECHNIK

electronique Industrielle

Wireless World

Electronics World

Radio-Electronics

Elektronik

Toute l'Electronique

AUDIO

INDUSTRIAL ELECTRONICS

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

CIRCUITI INTEGRATI AD ALTA VELOCITÀ

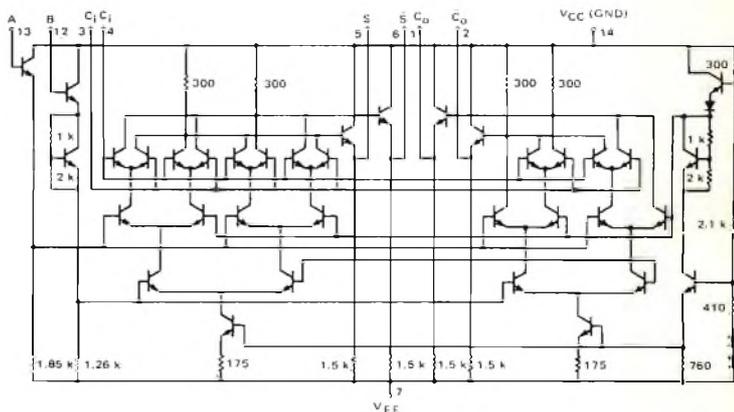
(Da « Microelectronics » - Novembre 1968)

Nell'epoca attuale, il mercato dei semiconduttori comprende un numeroso settore costituito da famiglie di componenti di natura logica, in cui si rivela una notevole tendenza alla realizzazione di circuiti caratterizzati da una elevata velocità di commutazione. Nell'articolo che recensiamo l'autore fornisce una breve descrizione delle applicazioni della maggioranza dei circuiti logici integrati, dopo di che prosegue sottolineando in una forma maggiormente analitica le proprietà dei circuiti ECL e TTL, ad alta e media velocità.

Il gran numero di tipi di circuiti integrati messi attualmente in commercio dai vari fabbricanti di componenti semiconduttori permette al progettista un notevole grado di

libertà nella scelta dei circuiti più adatti per ogni determinata applicazione. L'intento principale di questo articolo con-

di circuiti logici, unitamente alle applicazioni per le quali ciascuno di essi risulta più adatto.



siste nel confrontare alcune delle caratteristiche dei due tipi più rapidi di circuiti digitali integrativi, vale a dire i tipi ECL e TTL. In primo luogo — tuttavia — per poter considerare l'argomento dal giusto punto di vista, viene fornita una lista delle varie famiglie

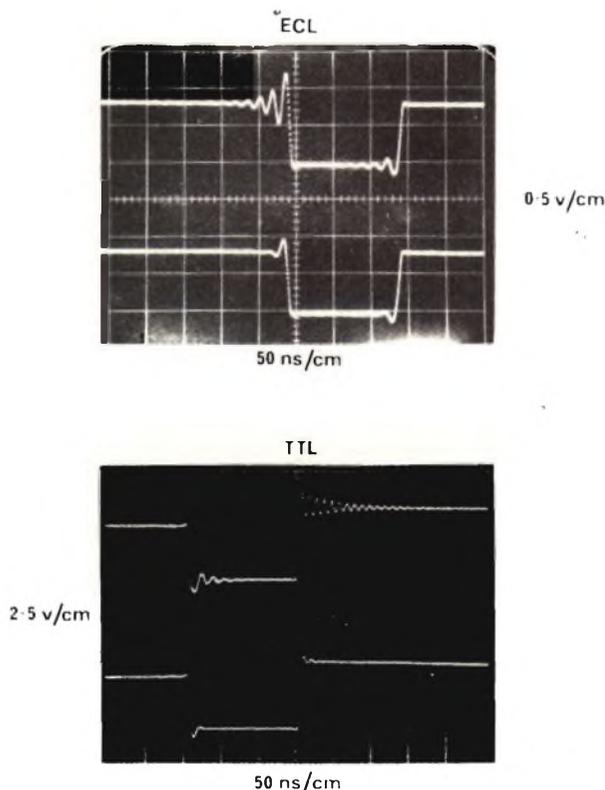
L'autore prende in considerazione i circuiti logici del tipo ad accoppiamento di emettitore, come il primo che qui illustriamo a titolo di esempio: le caratteristiche peculiari dei circuiti di questo tipo consistono nel valore costante della corrente tra i percor-

si alternati, con la conseguenza di un basso fattore di rumore sulle linee di alimentazione, nonché la possibilità di disporre contemporaneamente delle funzioni « OR » e « NOR ». Inoltre, i transistori funzionano in condizioni di non saturazione, consentendo così la massima rapidità di funzionamento.

Successivamente, l'articolo prende in considerazione i tipici circuiti logici funzionanti a transistori, con particolare riguardo alle caratteristiche intrinseche che consentono di ottenere i valori assai elevati della velocità di commutazione. Un altro argomento assai interessante che viene considerato in questo articolo è il

stato logico all'altro del dispositivo.

La seconda e la terza figura che qui riproduciamo rappresentano degli oscillogrammi rilevati contemporaneamente con l'aiuto di un commutatore elettronico, di cui il primo è riferito ad un circuito del tipo ECL, mentre il secondo è riferito ad un circuito del tipo TTL. In ciascuno dei due doppi oscillogrammi, quello superiore viene ottenuto senza smorzamento, mentre quello inferiore viene ottenuto dopo l'applicazione dello smorzamento. Nel primo caso, la deflessione verticale ammonta a 0,5 volt per centimetro, mentre la deflessione orizzontale è di 50 nanosecondi al centimetro, mentre nel secondo la deflessione verticale ammonta a 2,5 volt per centimetro, e la deflessione orizzontale è la medesima.



A prescindere da ciò, l'impedenza di ingresso è assai elevata, mentre il basso valore dell'impedenza di uscita permette una notevole facilità di accoppiamento con gli stadi successivi. I livelli di soglia di ingresso e di uscita possono essere determinati mediante cadute di tensione che si manifestano ai capi di diodi e di resistenze, con rapporti che sono relativamente facili da controllare in fase di produzione.

rapporto che sussiste tra la dissipazione di potenza e la corrente di alimentazione: sotto questo aspetto, una delle caratteristiche principali che distinguono i circuiti ECL consiste nella relativa costanza della corrente di alimentazione. Per contro, una delle caratteristiche più rilevanti dei circuiti del tipo TTL consiste nella presenza di impulsi di corrente che si producono nella linea di alimentazione durante il passaggio da uno

Altri argomenti considerati dettagliatamente dall'autore sono le linee con terminazioni in serie, le linee con terminazioni in parallelo, e le linee differenziali bilanciate. Alla fine, vengono considerate le caratteristiche di immunità dai segnali spurii o parassiti da parte dei dispositivi descritti, dopo di che l'autore conclude affermando che — per le applicazioni a velocità più elevata — i circuiti del tipo ECL rappresentano l'unica risposta soddisfacente. Per le applicazioni che richiedono una velocità più elevata che non quella consentita dai circuiti DTL, ma che richiedono nel contempo la massima immunità rispetto ai segnali parassiti che si producono esternamente, i circuiti TTL costituiscono la soluzione più indicata.

Infine, per le altre applicazioni ad alta velocità, la scelta

finale deve essere basata sulla valutazione di tutti i fattori inerenti al caso particolare, molti dei quali sono stati considerati nell'articolo.

AMPLIFICATORE PER CHITARRA « GO-GO »

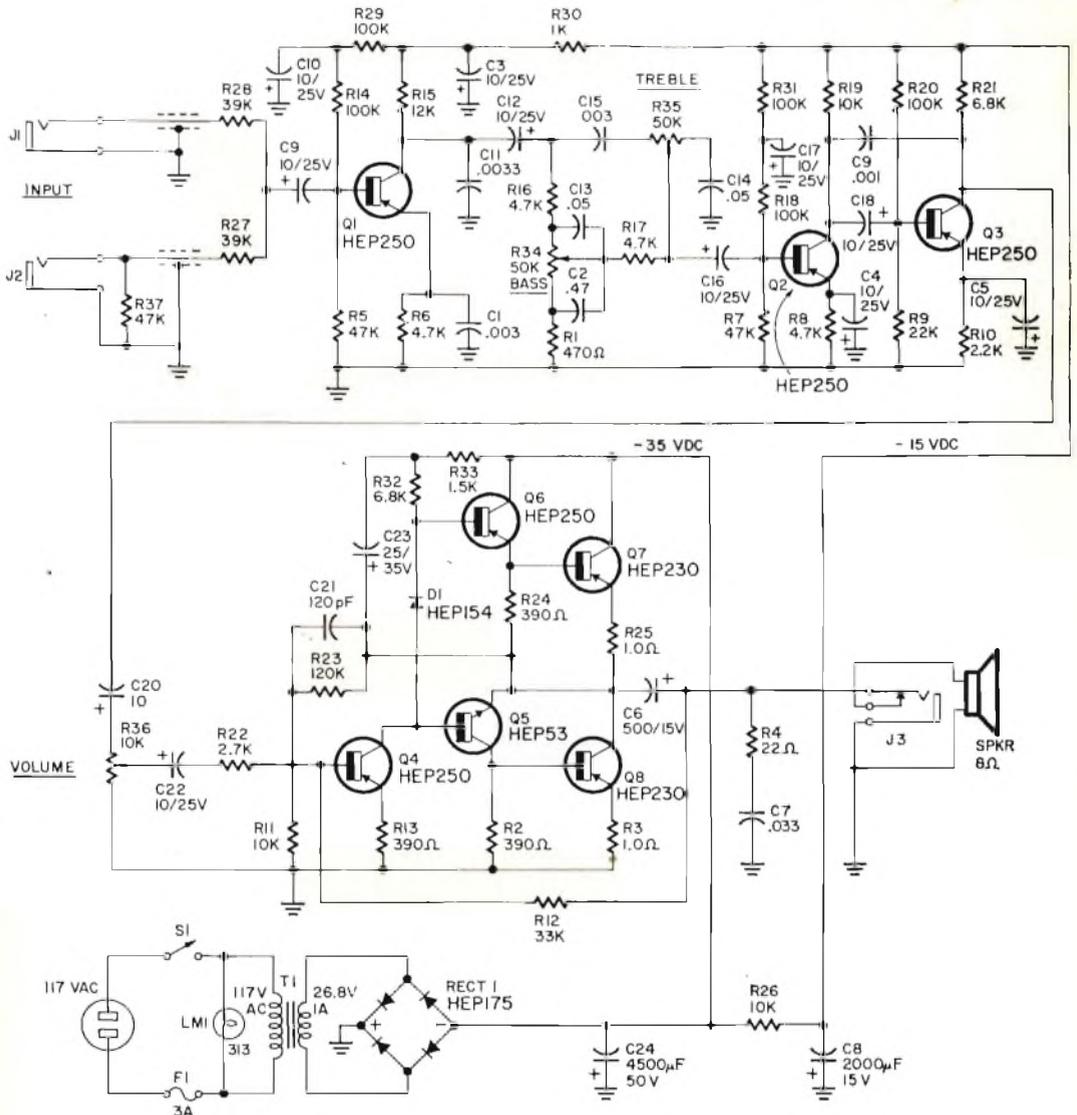
(Da « Radio-Electronics » - Novembre 1968)

Non è certamente la prima volta che su di una rivista di elettronica viene descritto un

amplificatore per chitarra elettrica: tuttavia, è interessante recensire questo articolo in primo luogo per le caratteristiche dell'amplificatore, funzionante interamente a transistori e realizzato in una veste assai originale e pratica: in secondo luogo in quanto lo Autore si rivolge a chiunque sia appassionato di questo strumento, ed abbia anche la competenza necessaria nelle realizzazioni elettroniche, fornendo la possibilità di svolg-

re un buon lavoro sotto entrambi i punti di vista.

L'articolo è la prima di una serie di otto puntate; in questa prima occasione viene pubblicato lo schema dell'intero apparecchio, che qui riportiamo, nel quale sono anche riportati i valori di tutti i componenti. L'amplificatore è in grado di fornire una potenza di uscita musicale di ben 10 watt, e — nell'eventualità che essa non fosse sufficiente — viene dato annuncio



della prossima descrizione di una unità supplementare che eleva la potenza di uscita a 50 watt.

La nota è corredata di due disegni illustranti la disposizione dei componenti sulla basetta di supporto, nonché di varie illustrazioni che chiariscono il modo più comodo per realizzare l'involucro.

STUDIO E REALIZZAZIONE DI UN AMPLIFICATORE DI LETTURA PER MEMORIE A STRATO MAGNETICO SOTTILE

(Da « Inter électronique » - Novembre 1968)

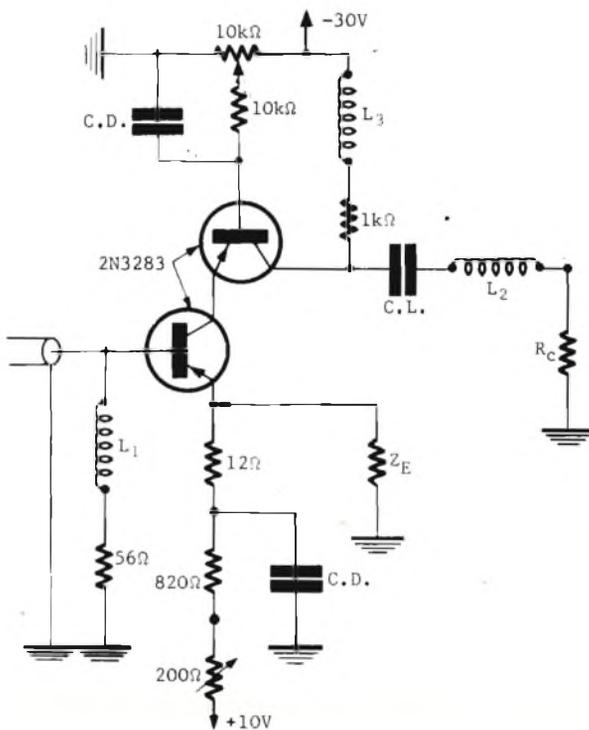
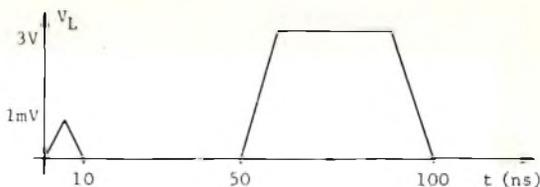
L'apparecchiatura che viene descritta consiste in un amplificatore che permette di variare la posizione di un registro a diodo tunnel, a partire da impulsi forniti alle estremità di una linea di lettura di una memoria a strato magnetico sottile.

L'esame del segnale di lettura della memoria spiega la scelta dello schema dell'apparecchiatura realizzata: i segnali disponibili alle due estremità della linea di lettura sono rappresentati nella prima figura che riproduciamo, nei confronti della quale occorre tener presente che il potenziale di una delle suddette estremità viene preso come riferimento.

In sostanza, in corrispondenza di ciascuna estremità della linea di lettura si ottengono degli impulsi in opposizione di fase, aventi un'ampiezza pari approssimativamente a 0,5 millivolt, e caratterizzati da un tempo di salita e di discesa pari approssimativamente a 3 nanosecondi, con una larghezza alla base pari all'incirca a 10 nanosecondi.

L'articolo descrive in un primo tempo le prestazioni dell'apparecchiatura, basandosi su di uno schema a blocchi

ed i valori dei componenti relativi a tutte le altre sezioni. Di conseguenza chiunque voglia cimentarsi nella realizza-



nel quale vengono illustrate le otto sezioni che lo compongono: la seconda figura che qui riproduciamo rappresenta lo schema elettrico dell'amplificatore « cascode », mediante il quale viene effettuata la lettura.

Mediante due grafici assai dettagliati, l'autore descrive le caratteristiche statiche e dinamiche di funzionamento del dispositivo, dopo di che fornisce gli schemi elettrici

di un'apparecchiatura del genere, troverà nell'articolo qui recensito tutti i dettagli necessari alla traduzione in pratica degli argomenti esposti.

CONSIDERAZIONI SULLO SVILUPPO DELLE FERRITI

(Da « Electronics » - 14 Ottobre 1968)

Sappiamo tutti che le ferriti, con le quali vengono realizzati

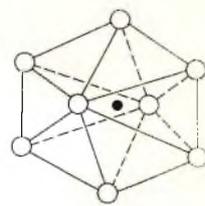
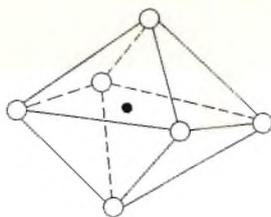
nuclei nelle forme e nelle dimensioni più svariate, hanno raggiunto un grado di diffusione enorme dovuto principalmente alle loro caratteristiche peculiari: tali prerogative hanno fatto sì che questi materiali conquistassero posizioni predominanti nella realizzazione di apparecchiature radar e di comunicazioni radio.

I materiali ferromagnetici, con le loro proprietà non reciproche, e grazie alla loro elevata densità di flusso e resistività, sono di impiego assai diffuso anche nelle apparecchiature elettroniche ad alta e bassa potenza, con frequenze che si estendono dalla gamma dei 30 Megahertz, fino alla estremità delle onde millimetriche. Inoltre, numerosi tipi di nuclei in ferrite vengono oggi usati praticamente in ogni impianto funzionante a microonde di recente costruzione, e svolgono funzioni che si addicono soltanto alle caratteristiche dinamiche di funzionamento di questi componenti.

In pratica, l'aumento di interesse nei confronti delle ferriti è legato allo sviluppo progressivo della tecnologia delle microonde conseguito negli ultimi dieci anni. Sotto questo aspetto, è sufficiente confrontare i filtri a ferrite a larga banda sintonizzati elettronicamente di attuale realizzazione, con gli enormi filtri meccanici che venivano realizzati allo stesso scopo alcuni anni or sono.

Oltre a ciò, per rendersi conto dell'importanza che esse hanno raggiunto nella moderna tecnica elettronica è sufficiente considerare gli isolatori in ferrite ed i circolatori

di attuale produzione che hanno notevolmente ridotto il disadattamento negli impianti radar e di trasmissione, con

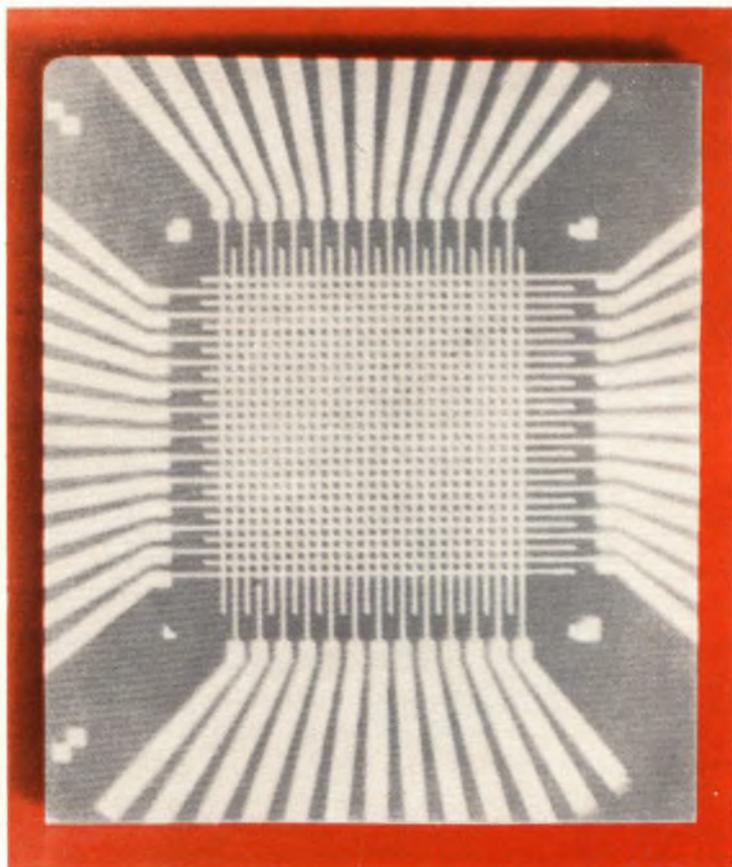


razione, nonché i procedimenti in base ai quali essa viene elaborata nelle diverse forme necessarie a seconda del cam-

la conseguente possibilità di usare un'antenna per trasmettere e ricevere senza valvole.

In una serie di sette bellissime fotografie a colori, l'articolo descrive la struttura molecolare delle ferriti, la forma tipica di questo materiale nelle varie fasi della sua lavo-

po di applicazione. Alcune importanti considerazioni vengono fatte nei confronti del sistema di bombardamento, allo scopo di ottenere quella architettura molecolare che ne definisce e ne stabilizza le caratteristiche di funzionamento. Le due figure che qui ri-



portiamo rappresentano due esempi di strutture molecolari, e precisamente una molecola ottaedrica, costituita da elementi di ossigeno rappresentati dai cerchietti bianchi e da un ione metallico rappresentato dal puntino nero, ed una molecola dodecaedrica, nella quale i cerchietti bianchi rappresentano gli ioni di ossigeno, mentre il puntino nero rappresenta un ione di terra rara.

L'autore descrive quindi le proprietà fondamentali delle ferriti, intrattenendosi sul fatto che i materiali ferromagnetici di corrente interesse si suddividono da un punto di vista generico in quattro categorie: le ferriti policristalline, le strutture a cristallo singolo, le ferriti a struttura cristallina esagonale e le ferriti antiferromagnetiche. Indipendentemente dalla categoria alla quale appartengono, tutti questi materiali hanno tuttavia proprietà tipiche come ad esempio la magnetizzazione fino alla saturazione, la temperatura Curie, una larghezza delle linee di forza pari a $\Delta^2 H$ ed infine l'anisotropia.

La magnetizzazione fino al punto di saturazione rappresenta le condizioni in corrispondenza delle quali il magnetismo smette di aumentare anche se il campo magnetico esterno viene ulteriormente aumentato. Tale magnetizzazione fino alla saturazione diminuisce con l'aumento di temperatura, fino al raggiungimento della temperatura Curie, in corrispondenza della quale non esiste più magnetismo netto. Ciò costituisce un

fattore che deve essere tenuto nella dovuta considerazione nella scelta dei materiali, in quanto determina il valore più basso della frequenza con la quale i filtri ed i limitatori possono funzionare. Nei confronti della maggior parte dei tipi di ferriti, la frequenza di funzionamento più bassa in Megahertz è approssimativamente eguale al valore della magnetizzazione di saturazione espresso in gauss, che — nei materiali ferritici — è approssimativamente compresa tra 0 e 5.000.

La seconda figura che qui riproduciamo, stampata in colori sulla rivista, rappresenta un tipico « sandwich » costituito da conduttori disposti ortogonalmente tra loro, depositati su di un substrato di ferrite epitassiale, realizzato in modo che risulti già pronto per l'incapsulazione finale con la ferrite vera e propria.

L'autore esamina successivamente le varie condizioni di impiego delle ferriti, nonché i vantaggi che esse offrono rispetto ai metodi di precedente impiego, e conclude con la descrizione di sistemi di protezione, di oscillatori sintonizzati e di circuiti per lo spostamento di fase, tramite i quali è possibile oggi realizzare in modo assai più semplice apparecchiature che una volta risultavano assai più ingombranti e costose.

La seconda parte di questo articolo è stata pubblicata sulla medesima rivista, e precisamente sul numero del 25 Novembre 1968, ed è riferita ai dispositivi circolatori adatti all'impiego in VHF ed UHF

DISPOSITIVO PER LA RICERCA DINAMICA DEI GUASTI

(Da « Radio Télévision pratique » - 28 Novembre 1968)

Chiunque conosce i vantaggi derivanti dall'impiego del « signal tracer » e del generatore di impulsi, agli effetti della ricerca dinamica dei guasti. L'apparecchio descritto nell'articolo che recensiamo può rendere sotto questo punto di vista servizi assai utili, nonostante il suo costo estremamente basso. Si tratta di un dispositivo costituito semplicemente da tre transistori, che consente di realizzare nel medesimo involucro un generatore di impulsi a tensione di uscita ed a frequenza variabile, ed un cercasegnali ad Alta Frequenza ed a Bassa Frequenza. Gran parte del materiale può essere recuperato nei fondi dei cassette, e chiunque desideri realizzare l'apparecchiatura ha la possibilità di impiegare componenti analoghi per ottenere un risultato più che soddisfacente, nell'eventualità che non disponga di componenti effettivamente prescritti.

LA LEGGE E LE ANTENNE

(Da « Electro Journal » - 21 Novembre 1968)

Non si tratta di un vero e proprio articolo, in quanto la nota è stata pubblicata su un supplemento della nota rivista francese « Le Haut-Parleur »: tuttavia, sebbene la pubblicazione sia riferita esclusivamente alla legislazione francese, è interessante per noi italiani conoscere tali legislazioni, per confrontarle eventualmente con quelle in vigore nel nostro Paese.

Gruppo sintonizzatore UHF « LARES »

Con demoltiplica incorporata

Transistor: AF 279; AF 280

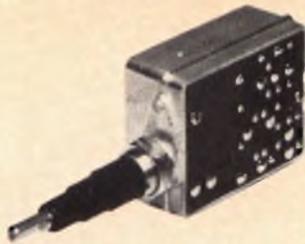
Media frequenza: 40,25 ÷ 45,75 MHz

Alimentazione: 12 Vcc

Impedenza d'ingresso: 300 Ω

La demoltiplica incorporata ha un rapporto 1/20 mentre la bussola per l'indice fa una rotazione di 330°

MG/0212-00



Gruppo selettore VHF « LARES »

Valvole: PC 900 - PCF 801

Media frequenza: 40,25 ÷ 45,75 MHz

Canali: A ÷ H

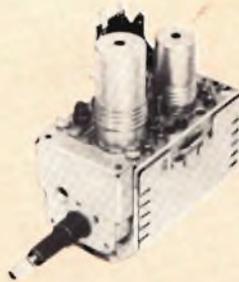
Accensione filamento

in serie: 13 V - 300 mA

Tensione anodica: 135 V

Impedenza d'ingresso: 300 Ω

MG/0306-00



Gruppo selettore VHF « LARES »

Valvole: EC 900 - ECF 801

Media frequenza: 40,25 ÷ 45,75 MHz

Canali: A ÷ H

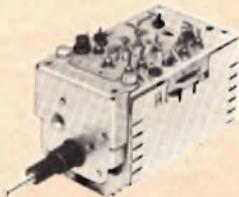
Accensione filamento

in parallelo: 6,3 V - 590 mA

Tensione anodica: 135 V

Impedenza d'ingresso: 300 Ω

MG/0306-02



Gruppo selettore VHF « LARES »

Transistor: AF 109R; 2/AF 106

Media frequenza: 40,25 ÷ 45,75 MHz

Canali: A ÷ H

Alimentazione: 10 V - 10 mA

Impedenza d'ingresso: 300 Ω

MG/0312-00

Gruppo sintonizzatore « LARES » UHF - VHF

A diodi Varicap di commutazione

Transistor: 3/AF 106; AF 279; AF 280

Bande: I, III, IV e V

Gamme: 48 ÷ 88 MHz banda I

175 ÷ 230 MHz banda III

470 ÷ 860 MHz UHF

Media frequenza: 40,25 ÷ 45,75 MHz

Da abbinare alle pulsantiera OO/0523-02

OO/0524-02

Il gruppo è direttamente inseribile nel circuito stampato del televisore o nel circuito stampato della pulsantiera.

Alimentazione: 30 V per la sintonia

12 V - 28 mA per tutte le bande

Impedenza d'ingresso: 300 Ω

MG/0342-00



LA SCRIVANIA DELLO ZIO



QUARZO SINTETICO

I lettori della rivista « Sperimentare » avranno appreso, dal fascicolo di gennaio di quest'anno, molte cose interessanti e fondamentali sul quarzo. Non vi nascondo che le ho imparate anch'io.

Se il cristallo di quarzo ha un lato negativo, questo è costituito dalla sua rarità e di conseguenza, sul piano pratico, dall'elevato costo.

Giunge notizia dagli USA che si sta mettendo a punto un nuovo metodo per la produzione economica dei quarzi sintetici. È augurabile che ciò si realizzi nel modo più completo e soddisfacente, per offrire un valido e accessibile aiuto a tutti coloro che operano nel campo dell'elettronica.

PULSAR

Si legge nel libro della Genesi che il Creatore conferì al primo uomo, Adamo, l'incarico di dare un nome ad ogni cosa creata.

L'unica prerogativa che ci è rimasta, del paradiso terrestre, è proprio quella di dare nomi.

Scopriamo un fenomeno assolutamente nuovo, e subito gli mettiamo il suo bravo nome, pur se non riusciamo a capire che cosa sia.

D'altra parte, non potremmo agire diversamente. Il nome è una « costruzione mentale » che sostituisce un determinato fenomeno, e serve egregiamente agli uomini per comunicare fra loro, trasmettendosi e scambiandosi concetti ed esperienze. Si incomincia sempre così: il nome dato ad una cosa sconosciuta è una presa di possesso di quella cosa. È « imprigionarla » nella mente umana dalla quale, non importa in quanto tempo, sarà poi totalmente svelata.

Da circa un anno gli astronomi captano segnali radio intermittenti, provenienti da una direzione fissa dello spazio. Si pensi che, quei segnali, sono costituiti da una serie di impulsi che durano circa 0,3 secondi. Il fatto più singolare è la rigorosa co-

stanza dei loro intervalli, di un secondo circa. Questa costanza ha fatto pensare ben presto all'emissione ad opera di esseri intelligenti abitanti in lontane regioni dello spazio.

Le prime osservazioni hanno indicato in 200 anni luce la distanza, ovvero cinquanta volte quella che ci separa dalle stelle più vicine. Poi lo studio dell'assorbimento a 21 centimetri, che la materia interstellare opera su quelle radioemissioni, ha indicato tale distanza in ventimila anni luce. Se considerate che la sola distanza di 200 anni luce implicherebbe una potenza pari a dieci miliardi di volte quella di tutte le centrali terrestri, fate un po' il conto della potenza per 20 mila anni luce.

Comunque, tale potenza e il fatto verificato che il fenomeno è frequente nell'universo hanno fatto cadere ogni ipotesi fantascientifica di uomini lontani. Rimane il fenomeno in tutta la sua suggestione al quale, per ora, è stato dato un nome: Pulsar.

DIAGNOSI COL COMPUTER

Io vado rarissime volte dal medico perché, francamente, il fatto mi scoccia. Ma il pensiero di farmi visitare da un elaboratore mi scoccia ancor più. Se non altro, il medico è un uomo come me, e la visita può finire con uno scambio di barzellette. Ma il computer!

Eppure, al convegno tenutosi nell'autunno scorso all'Isola di S. Giorgio, sono state esaminate delle diagnosi formulate da elaboratori elettronici sulle malformazioni congenite cardiache scoprendo, con stupore, che le macchine commettono meno errori clinici degli specialisti.

Non c'è che dire, il progresso si impone, e bisogna riconoscere che offre innumerevoli vantaggi. Specialmente nei casi tanto temuti di infarto, il computer è in grado di rivelare in anticipo i sintomi e l'urgenza di una cura, salvando molte vite.

Penso a Molière, la cui opera è tutta una satira contro i medici che egli « snobava » e dei quali non aveva alcuna fiducia, poiché ordinavano, per qualunque malattia, un salasso e un clistere. Ma Molière visse nel 17° secolo. Se tornasse oggi fra i vivi, invierebbe gli strali della sua sottile ironia contro i computer?

RELATIVITÀ E BARBA

Il titolo può far pensare alla noia che la teoria della relatività desta, in chi l'affronta, per la vastità e la complessità dei concetti in essa contenuti. Ed è vero: sono innumerevoli coloro che hanno perso il coraggio e la pazienza dopo aver letto poche pagine di qualunque libro sulla relatività, compresi quelli divulgativi. Ma Einstein, l'inventore della teoria, se possedeva una mente capace di addentrarsi nei più alti misteri, sul piano pratico e quotidiano era uomo di una semplicità a volte sconcertante. Un giorno sua moglie gli chiese perché non teneva, come tutti, due saponi: uno per il bagno e uno per la barba. Einstein, che soleva usare un solo sapone per tutte le necessità, rispose: — Sarebbe troppo complicato. —

Zio Ruben

EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Con questa parte terminiamo
la pubblicazione delle tabelle
di corrispondenza
di tubi professionali forniteci
dalla Philips S.p.A.

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
QY5-3000A QY5-3000W QZ06-20	QBL5/3500;6076 QBW5/3500;6075 QC05/35;8042	RL105 RL1267	PL105 PL1267/Z300T
R3 R6A R12 R12A	1561 1163 EY51;6X2 EY51;6X2	RR3-250	DCX4/1000;3B28
R15A R18	1164 EY84;6374;M8091	RR3-1250 RR3-1250B RS613	DCX4/5000;4B32 DCX4/5000;4B32 TB2.5/300;5866
R243 R290	EC55;5861 K81A	RS614 RS630 RS631 RS685 RS686	TB2.5/400 TB3/750;5867 TB4/1250;5868 QB3/300;6155 QB3.5/750;6156
RG1-250 RG3-250 RG3-250A RG3-1250	DCG1/250 DCG4/1000ED DCG4/1000G;866A DCG4/5000	RS687 RS1002A RS1006B RS1007	QB5/1750;6079 QB4/1100;7527 TB2.5/400 QB3/300;6155
RG4-3000 RG250/1000 RG250/3000 RG1000/3000	DCG6/18;6693 DCG1/250 DCG4/1000G;866A DCG5/5000GB;872A	RS1009	QQE06/40;5894
RHK6332 RK807 RK866 RL17 RL21	723A/B QE6/50;807 DCG4/1000G;866A PL5557 PL2D21;EN91;PL5727	RS1012L RS1012V	YL1181 YL1182
RL57	PL5559	RS1016 RS1019 RS1026 RS1029 RS1036	TB4/1250;5868 QQE03/20;6252 TB3/750;5867 QQE03/12;6360 TB4/1500

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
RS1041V	YD1012	SRS4452	QQE3/20;6252
RS1041W	YD1010	ST11	7475
RS1046	TB5/2500;7092	Ste1000/2.5/15	PL5559
RS1082CL	YL1011	Ste1300/01/05	PL2D21;PL5727;EN91
RS1082CV	YL1012		
RS1082CW	YL1010	Ste2500/6/40	PL105
RS2002V	YL1091	STV85/10	85A2;OG3
RS2002W	YL1090	STV108/30	OB2;OB2WA;M8224
RS2021L	YD1001	STV150/30	OA2;OA2WA;M8223
RS2021V	YD1002	SU61	EY51;6X2
RS2021W	YD1000	T2M05	ECC91;6J6;M8081
RT47H4	A47-11W	T813	813;QB2/250
RT59-H4	A59-11W		
RT59T1	A59-16W	T866A	866A;DCG4/1000G
RV120/350	1561	T872A	872A;DCG5/5000GB
RV120/350S	AZ1	*TA12/20000K	TAW12/20
RV120/500	1561		
RV120/500S	AZ4	TB2.5/300	5866
RX120A	1164	TB2.5/400	7986
RY12-100	8020	TB3/750	5867
		TB4/1250	5868
S1-5/80Dv	PL5545	TB5/2500	7092
S856	OA2;OA2WA;M8223	TBH6/14	8591
S860	OB2;OB2WA;M8224	TBH6/6000	8610
SBS	PL5551A	TBH7/8000	8592
SCS	PL5552A	TBH7/9000	8593
SCS3	PL5822A		
SD61	EA50	TBH12/38	8594
SDR	PL5555	TBL2/300	7004
SDS	PL5553B	TBL2/400	8119
SP6	EF91;6AM6		
SR6	ZZ1000	TBL2/500	8120
SR44	ZZ1000	TBL6/14	7804
SR55	OB2	TBL6/4000	7753
SR56	OA2	TBL6/6000	5924
SRS360	TB3/750;5867	TBL7/8000	6961
SRS361	TB2.5/300;5866	TBL7/9000	8269
SRS362	TB4/1250;5868	TBL12/25	6618
SRS455	QB3/300;6155	TBL12/38	7806
SRS456	QB3.5/750;6156	TBL12/40	7800
SRS457	QB5/1750;6079		
SRS4451	QQE06/40;5894	TBL12/100	6078
		TBW6/14	7805
		TBW6/6000	5923

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
TBW7/8000	6960	TH6435	4C35A
TBW7/9000	8268	TH6522	5C22
TBW12/25	6617	TH6907	5949
TBW12/38	7807		
TBW12/100	6077	TH7020	PL5551A
		TH7030	PL5552A
*TC2/250	TB3/750;5867	TH7040	PL5553B
*TC2/3000	TB3/750;5867		
TD03-10G	EC55;5861	TQ1/2	PL3C23A
TD2-300A	TBL2/300;7004	TS49	C3m
	TBL2/400;8119	TS51/EF95	6AK5
TD2-500A	TBL2/500;8120		E95F;5654;M8100
TG30	3C45	TS52/ECC91	6J6;M8081
TG57	PL5559	TS53/18042	6086
TG200B	4C35A	TS54/E83F	6689
TG1000	5C22	TT10	QB2/250
TG3000	5949		
		TT16	QB3/300GA;4-125A
*TH1	TH91	TT16D	QB3/300;6155
*TH2	TH92	TT17	PL5557
*TH3	TH93	TT20	QQE03/20;6252
*TH4	TH94		
*TH5	TH95	TX2/3	PL5544
		TX2/6	PL5545A
		TX2/61	PL6807
TH813	813;QB2/250		
TH1450	4J50	TX920	PL5559
TH1526	5J26	TXM100	PL2D21;EN91;PL5727
TH1725A	725A	TY2-125	TB2.5/300;5866
TH2203	6975	TY2-150	TB2.5/400
		TY3-250	TB3/750;5867
TH2225	2K25		
TH5021B	866A;DCG4/1000G	TY4-400	TB3/750;5867
TH5021V	DCG4/1000ED	TY4-400C	YD1220
TH5031B	872A;DCG5/5000GB	TY4-500	TB4/1250;5868
TH5031V	DCG5/5000EG	TY5-500	TB4/1500
TH5521V/B	3B28;DCX4/1000	TY6-12A	TBL6/20
TH6011	PL5557	TY6-12W	TBW6/20
		TY6-800	TB5/2500;7092
TH6031	PL5559	TY6-1250A	TBL6/4000;7753
TH6120	PL105	TY6-3000A	YD1230
TH6220	PL5545A		
TH6220A	PL5545A	TY6-5000A	TBL6/6000;5924
		TY6-5000B	YD1120
TH6230	PL3C23	TY6-5000W	TBW6/6000;5923
TH6345	3C45	TY7-6000A	TBL7/8000;6961
		TY7-6000W	TBW7/8000;6960

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
TY8-15A TY8-15H TY8-15W TY8-6000A TY8-6000W	TBL6/14;7804 TBH6/14;8591 TBW6/14;7805 TBL7/9000;8269 TBW7/9000;8268	UC92 *UCH11	9AB4 UCH81;19D8
TY8-6000H TY12-15A TY12-20A TY12-20H TY12-20W	TBH7/9000;8593 TBL12/40 TBL12/38;7806 TBH12/38;8594 TBW12/38;7807	*UCH41 UCH42 UCH80 UCH81	UCH42;14K7 14K7 14Y7 19D8
TY12-25A TY12-25W TY12-50A TY12-50W TY12-120W	TBL12/25;6618 TBW12/25;6617 TBL12/100;6078 TBW12/100;6077 YD1010	UCL82 UE966A UE967 UE972A	50BM8 866A;DCG4/1000G PL5557 872A;DCG5/5000GB
U18 U18/20 U43	AZ50 AZ50 EY51;6X2	*UF11 UF41	UF41;12AC5 12AC5
U49 U78	EY86;6S2;EY87;6S2A EZ90;6X4	UL41	45A5
U119 U142 U143 U147	UY85;38A3 UY41;31A3 AZ31 EZ35	UL84 UM80	45B5 19BR5
U150 U151	EZ40;6BT4 EY51;6X2	UU12 UX866 *UY1	EZ81;6CA4 866A;DCG4/1000G UY1N;UY85;38A3
U152 U153 U154	PY80;19X3 PY81;17Z3 PY82;19Y3	*UY21 UY41 UY82	UY1N;UY85;38A3 31A3 55N3
U192 U381 U709	PY82;19Y3 UY85;38A3 EZ81;6CA4	UY85 UY89 UY807	38A3 31AV3 807
UAF42 UBC41 UBC80	12S7 14L7 14G6	V2M70 V40 V41 V61	EZ90;6X4 8020 AZ41 EZ40;6BT4
*UBF11 UBF80 UBF89	17C8 17C8 19FL8	V741 V884 V886	EC90;6C4;M8080 EF92;6CQ6 M8161 EL91;6AM5;M8082
		V1103 VA203B VH550 VH550H VH7400	6360;QQE03/12 6975 DCG4/1000ED DCG4/1000G;866A DCG5/5000GB;872A

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
VH7400A	DCG5/5000EG	W727	6BA6;EF93
VJ5551	PL5551A	WD119	UBF89;19FL8
VJ5551A	PL5551A	WD142	UAF42;12S7
VJ5552A	PL5552A	WD150	EAF42;6CT7
VJ5553	PL5553B	WD709	EBF80;6N8
VJ5553B	PL5553B		
VP6	EF92;6CQ6;M8161	WE12	EM4
		WE17	PL5557
		WE289A	1163
VR53	EF93	WL2D21	PL2D21;EN91
VR55	EBC33		PL5727;M8204
VR57	EK32	WL17	PL5557
VR105-30	OB2;OB2WA;M8224	WL57	PL5559
VR150-30 216	150C3;OD3	WL105	PL105
VS70	7475	WL631	PL5559
		WL807	807;QE06/50
VT46A	866A;DCG4/1000G	WL813	813;QB2/250
VT88A	832A;QQE04/20	WL866A	866A;DCG4/1000G
VT100	807;QE06/50	WL872A	872A;DCG5/5000GB
VT118	832A;QQE04/20	WL5551	PL5551A
VT144	QB2/250	WL5551/652	PL5551A
VT199	807;QE06/50	WL5551A	PL5551A
VT267	8020	WL5552	PL5552A
VT286	832A;QQE04/20	WL5552A/651	PL5552A
VT510	QE04/10	WL5553	PL5553B
		WL5553/655	PL5553B
VU134	1877	WL5553A/655	PL5553B
VX550A	DCX4/1000;3B28	WL5553B/655	PL5553B
VX7400	DCX4/5000;4B32	WL5555	PL5555
		WL5555/653B	PL5555
W17	DF91;1T4	WL5557/17	PL5557
		WL5559/57	PL5559
W25	DF96;1AJ4	WL5822	PL5822A
W77	EF92;6CQ6;M8161	WL5822A	PL5822A
W81	EF22	WL7306	PL5684
W142	UF41;12AC5	WT210-0001	PL2D21;EN91;
W143	EF22		PL5727;M8204
W147	EF39	WT210-0015	PL5557
W150	EF41;6CJ5	WT210-0056	PL5559
W719	EF85;6BY7	WT210-0062	PL5557
		WT210-0069	PL5557
		WT210-0071	PL5551A
		WT210-0074	PL105

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
WT210-0079 WT272 WTT108 WTT111 WTT117 WTT118	PL105 PL5557 PL3C23 PL5559 PL5557 PL105	XG2-25 XG5-500 XG15-10 XGQ2-6400	PL260 PL5557 6786;DCG7/100B PL105
X17 X20 X25 X61M X77 X119 X142 X143 X150 X719 X727	DK91;1R5 DK92;1AC6 DK96;1AB6 ECH35 6BE6;EK90 UCH81;19D8 UCH42;14K7 ECH21 ECH42;6CU7 ECH81;6AJ8 6BE6;EK90	XH3-045 XH8-100 XH16-200 XH25-500 XL36 XL86 XL500 XN3	3C45 4C35A 5C22 5949 13CM5 8CW5 13GB5 ZM1080
XC97 XC900	XC97;2FY5 XC900;2HA5	XP1060	150AVP
XCC82 XCC189	XCC82;7AU7 XCC189;4ES8	XR1-12 *XR1-1600 XR1-1600A XR1-3200 XR1-3200A XR1-6400 XR1-6400A XR81	5855 PL5684/C3JA PL5684/C3JA PL5544 PL7981 PL5545A PL6807; (PL5545A) 55335
XCF80 XCF801 XCH81 XCL82 XCL84 XCL85 XCL86	4BL8 4GJ7 3AJ8 8B8 8DX8 9GV8 8GW8	XY88	16AQ3
XF80 XF85 XF86 XF183 XF184	3BX6 3BY7 2HR8 3EH7 3EJ7	Y25 Y119	DM71;1N3 UM80;19BR5
XG1-2500 XG2 XG2-12	PL5559 EN70 PL255	YD1130 YD1150 YD1151 YD1152 YD1160 YD1161 YD1162	8163 8728 8729 8730 8731 8732 8733

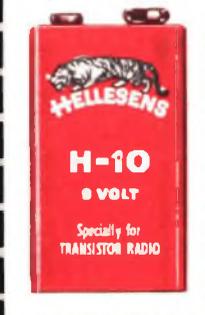
Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
YD1170	8666	Z70W	7709
YD1171	8667	Z71U	7711
YD1172	8668	Z77	EF91;6AM6;M8083
YD1173	8734	Z90	EF50
YD1182	8735	Z142	UF42
YD1192	8736	Z150	EF42
YD1202	8752	Z152	EF80;6BX6
YD1212	8660	Z300T	PL1267/Z300T
YD1220	TY4-400C	Z504S	ZM1070
		Z505S	ZM1060
YL1000	8463		
YL1020	8118	*Z510M	ZM1020
YL1060	7854	*Z520M	ZM1020
YL1070	8117	*Z521M	ZM1021
YL1071	8116	*Z522M	ZM1040
YL1080	8348	*Z550M	ZM1050
YL1100	6884		
YL1101	6816	Z700U	Z70U;7710
YL1102	7843	Z700W	Z70W;7709
YL1103	7844	Z701U	Z71U;7711
YL1110	7650	Z719	EF80;6BX6
YL1120	8429	Z729	EF86;6267;M8195
YL1130	8408	Z800U	6538
YL1150	8579	Z801U	6539
YL1170	7580W	Z803U	6779
YL1190	8580	Z805U	7714
YL1210	8457	Z900T	5823
YL1220	8577	Z5823	Z900T;5823
YL1230	8654		
YL1240	8458	ZD17	DAF91;1S5
YL1250	8505	ZD25	DAF96;1AH5
YL1280	7213	ZD152	EBF80;6N8
YL1300	8637		
YL1310	8603	ZM1050	8453
YL1320	8560	ZM1060	Z505S
YL1330	8744	ZM1070	Z504S
YL1340	8321		
YL1341	8322	ZT1000	8270
YL1360	8683	ZT1011	PL5684/C3JA
YL1370	6146B;8298A		
YL1371	6883B		
YL1372	6159B		
*Z50T	Z71U;7711	ZY1001	8008A
Z70U	7710	ZZ1000	8228

* Tipo antiquato con tipo sostitutivo

FINE



HELLESENS



for
transistor
radio



LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO



in Hi-Fi
il successo
è IREL



La IREL entra nel campo degli audio box. Le loro alte prestazioni sono il frutto della grande esperienza acquisita da questa industria nel campo degli altoparlanti.

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