

12

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

ARGENTINA Pes. 121
 AUSTRALIA Sh. 12.10
 AUSTRIA Sc. 28.80
 BELGIO Fr. Mg. 48
 BRASILE Cr. 1.200
 CANADA \$ Can. 2.20
 C.C.F. Esc. 127
 DANIMARCA Kr. D. 6.62
 EGITTO Lg. 0.428
 ETIOPIA \$ Et. 2.32

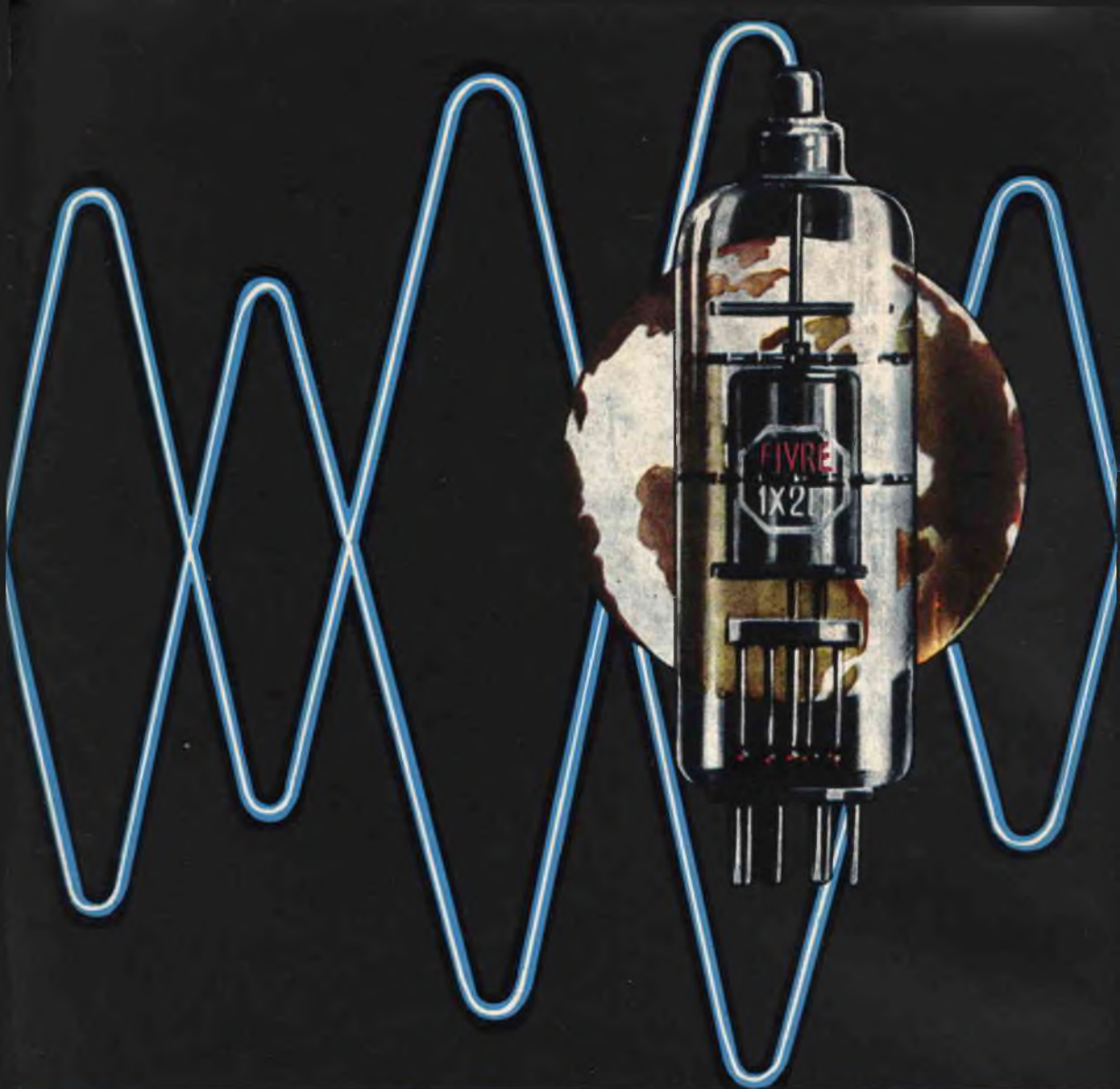
FRANCIA Fr. Fr. 4.50
 GERMANIA D. M. 2.87
 GIAPPONE Yen. 244.00
 INGHILTERRA Sh. 6.10
 ISRAELE L. L. 3.20
 IUGOSLAVIA Din. 785
 LIBIA L. Lb. 0.245
 MALTA Sh. 6.10
 NORVEGIA Kr. N. 6.80
 OLANIA Fgl. 3.30

PARAGUAY Guar. 120
 PERU Sol. 74.80
 PORTOGALLO Esc. 27.60
 SPAGNA Ptas. 67.20
 SUDAFRICA R. 6.60
 SVIZZERA Fr. S. 6.15
 TURCHIA L. Y. 8.20
 URUGUAY Pesos. 19.50
 U.S.A. \$ 1.66
 VENEZUELA Bs. 6.50

N. 12 - Dicembre 1964

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350



- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440



Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C dalle innumerevoli prestazioni e con speciali dispositivi e speciali protezioni STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI allo strumento ed al raddrizzatore!

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!!

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126x85x28) CON LA PIU' AMPIA SCALA! (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in CRISTAL antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante, eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. Speciale circuito elettrico

Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale

protezione agli scatti di temperatura. IL TESTER SENZA COMBUSTORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

- VOLTS C. C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
- VOLTS C. A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 5000 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 1 portata: 200 µA C.A. (con caduta di tensione di soli 100 mV)
- OHMS:** 6 portate: 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila intergra da 3 Volts
- 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce
- 1 portata: Ohms diviso 10 - Per Misurare i circuiti di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts
- 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
- 4 portate: (2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF, a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
- 3 portate: 0 - 50 - 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
- 5 portate: da - 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per misure di corrente di 100 Amp. con l'aiuto del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. Ogni strumento I.C.E. garantisce.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori. L. 10.500!!! franco nostro stabilimento completo di puntale, antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TEL. 5341/5.



Amperometri a tenaglia J. C. E. mod. 690 - Ampertest



Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

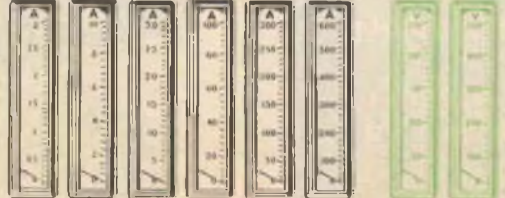
Realizzato in comodi e stabili diversi portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. Inoltre bloccabile senza poter sbilanciare la bilancia con un solo tasto anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!

Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.

Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisioni, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

- 6 portate differenti in Corrente Alternata: 50 - 60 Hz (6 Amperometri + 1 Voltmetro).
- 7 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volt
- 0-300 Milliampères con l'aiuto del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)
- 1 sola scala visibile per ogni portata
- Il Modello 690 ha l'ultima portata con 100 Volt anziché 500.

PREZZO: L. 10.500. Sconto solito ai rivenditori alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto in vinipelle L. 500 (vedi fig. 8) Per pagamenti all'ordine od alla consegna omaggio del riduttore modello 29.



Veramente manovrabile con una sola mano!!!
La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.



SM\180

La descrizione di questo modello è stata pubblicata sul n. 11-12 del 1962.



IL GRID - DIP

E' REPERIBILE PRESSO
TUTTE LE SEDI G.B.C.

MONTATO AL PREZZO
NETTO DI LIRE **58.200**

COME SCATOLA DI
MONTAGGIO AL PREZZO
NETTO DI LIRE **38.800**

DETTI PREZZI SI INTENDONO
NETTI FRANCO MILANO

"EICO,, mod. 710

EICO

GBC
electronics

MILAN - LONDON - NEW YORK

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 12 - Dicembre 1964

- COPERTINA** Simbologia - Natale e semiconduttori
- 1635 L'oscilloscopio
 - 1643 Ricetrasmittitore portatile 80 - 160 MHz
 - 1655 Televisione adattata a un microscopio
 - 1657 Lampeggiatori a transistori - Il parte
 - 1663 Convertitore a transistori 225 W cc.
 - 1667 Collegamenti ad una unica antenna - Il parte
 - 1673 Amplificatore a transistori 10 W
 - 1679 Semplice ricevitore a tre transistori
 - 1681 Organo elettrico a transistori
 - 1683 Base dei tempi di riga - TV transistorizzati
 - 1691 Amplificatore di segnali a cc.
 - 1695 Diodo a cristallo (continuazione)
 - 1699 Preamplificatore equalizzatore
 - 1705 La nascita della televisione in Italia
 - 1713 Condensatori elettrolitici al tantalio
 - 1717 Selettore di canali UHF M/780
 - 1725 Identificazione di un transistore
 - 1727 L'elettronica illustrata
 - 1733 Stroboscopio elettronico tascabile
 - 1739 Rassegna delle riviste estere
 - 1743 Alimentatore economico
 - 1747 M/979-1 Trasformatore d'uscita
 - 1749 Ultra fidelity
 - 1759 Ricevitore ad 1 valvola
 - 1763 Tabelle di equivalenze valvole Telefunken
 - 1768 Video risate
 - 1769 I lettori ci scrivono
 - 1778 Notizie tecniche dal mondo

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati sono riservati a termine di Legge.

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Telef. 92.89.391 - Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell' 1-3-1957. Stampa: Grafiche IGIESSE - C.so Sempione, 93 - Milano. Concessionario esclus. per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telef. 33.20.41 - Spediz. in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti per l'abbonamento e numeri arretrati vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Riceviamo dalla Direzione della Rivista Quattrosoldi, con richiesta di pubblicazione ai sensi dell'art. 8 Legge 8 febbraio 1948, n. 47, la lettera che qui di seguito riproduciamo:

« Signor Direttore, nella Rivista « Selezione di Tecnica Radio-TV » da Lei diretta a pag. 1338 e 1339 del numero di ottobre ci si occupa di una prova sui televisori effettuata in luglio dalla Rivista « Quattrosoldi ». Non risponde al vero innanzi tutto, che la lettera del Galileo Ferraris in risposta all'ANIE, da Lei pubblicata costituisca una « ampia smentita » al contenuto e ai risultati di detta prova. Bastava leggere con la meritata attenzione il testo della prova per accorgersi che in esso si chiariva come (pag. 118, righe 22 a 29) « i risultati tecnici forniti dai Laboratori Galileo Ferraris sono stati da noi tradotti, con metodo rigoroso, in un punteggio, una votazione decimale che figura partitamente e come somma, nelle tabelle di pagina 120 e 121 ».

Dunque, resta smentita la Sua smentita.

Anche ciò che il Suo articolista dice circa la soggettività e personalità delle conclusioni, non costituisce smentita ai risultati della prova per la stessa ragione: a meno che si voglia far confusione maliziosa fra soggettività e arbitrarietà.

In questo senso ogni confusione è impossibile e sarebbe bastato, per dissiparla, ove essa resistesse nell'opinione del Suo articolista, che ci venisse chiesto — così come è stato fatto alla Galileo Ferraris — il criterio seguito per giungere alle conclusioni che dalla prova si sono tratte.

Se ciò fosse avvenuto la Sua Rivista avrebbe trovato del tutto superfluo, illecito e irriguardoso il chiedersi " quali interessi particolari " Quattrosoldi avrebbe avuto nell'elaborare la prova ».

*F.to Gianni Mazzocchi
Direttore di « Quattrosoldi »*

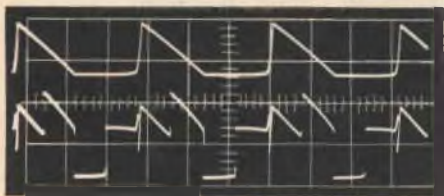
*Giacinto Furlan
Redattore Capo*

*Giorgio Maiocchi
Redattore*

Con la pubblicazione di questa lettera chiudiamo da parte nostra la polemica con la Rivista « Quattrosoldi ». " Quali sono i migliori televisori in Italia " i lettori sono in grado del resto di giudicare, badando alla sostanza più che alla forma delle cose, da che parte stia il vero.

La polemica d'altro canto non ha più ragione d'essere (almeno con noi) perché la qualifica di « soggettiva e personale » riferita alla ormai nota valutazione espressa dai redattori della Rivista Quattrosoldi fa parte delle dichiarazioni del Capo Gruppo dell'ANIE (pubblicate integralmente a pag. 1338 del n. 10 del corrente anno della nostra Rivista) ed è stata semplicemente messa in evidenza dal nostro articolista. Ma soprattutto perché nessuna precisazione è stata fatta sul punto saliente di questa polemica e cioè sulla ragione per cui fra tutti i televisori attualmente presenti sul mercato italiano si sia limitata l'indagine a solo dodici modelli di marche diverse. Questo era ciò che più importava e che non ci è stato detto.

L'OSCILLOSCOPIO



STRUMENTO DI MISURA UNIVERSALE

L'oscilloscopio è diventato uno strumento veramente indispensabile per il tecnico riparatore di radio e TV. Per chi lo sa usare esso rappresenta una « miniera d'oro », in quanto consente di individuare quei difetti che con il consueto « tester » o anche con il voltmetro elettronico potrebbero essere « scoperti » solo dopo ore e ore di controlli. In questo articolo, vogliamo dare uno sguardo panoramico sulle prestazioni e possibilità offerte dai moderni oscilloscopi.

I Parte

Fino a pochi anni addietro l'oscilloscopio era considerato un semplice strumento didattico usato nelle scuole e nei laboratori. Veniva infatti impiegato come « tracciatore » di oscillazioni ¹⁾.

Gli attuali oscilloscopi sono invece strumenti di impiego generale. Non c'è campo della fisica, della scienza in generale e della tecnica dove l'oscilloscopio non sia già stato impiegato con grande successo. La ragione di questo vasto campo di applicazioni risiede nelle proprietà specifiche di questo strumento. La caratteristica più saliente è la nitidezza con cui appare l'oscillogramma di un fenomeno qualsiasi sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici.

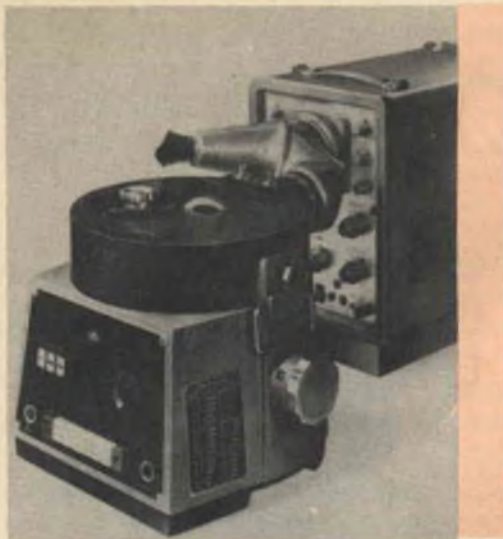
L'informazione visiva di un determinato fenomeno è infatti più completa, agli effetti della conoscenza della natura del

fenomeno, di qualsiasi altro tipo di indicazione che può dare, per esempio, uno strumento con scala e indice. L'oscillosco-



Esempio di moderno oscilloscopio (PM 3201) per laboratorio Radio e TV.

¹⁾ Attualmente, il « tracciamento » di un oscillogramma è ottenuto per mezzo di una ripresa fotografica. Per questo motivo, il nome **oscilloscopio** dato a questo strumento indica con più precisione la natura specifica di questo apparato meglio del nome **oscillografo**.



Sistema di ripresa di oscillogrammi su film mediante apparecchiatura « Zeiss » su oscilloscopio GM 5602.



Messa a punto della pellicola nel caricatore « Zeiss ».

pio può essere impiegato per studiare segnali in corrente continua o in corrente alternata; segnali con frequenza estremamente bassa aventi qualsiasi forma d'onda. È possibile inoltre studiare sullo schermo l'andamento di due o più fenomeni contemporaneamente.

Gli attuali oscilloscopi posseggono entrambi gli assi (X-Y) calibrati. Per questo motivo essi consentono di fare misure con una precisione in tutto paragonabile a

quella ottenibile con gli altri strumenti elettronici di misura. Dal punto di vista dell'impiego pratico, gli attuali oscilloscopi sono realizzati in modo che, per eseguire le misure, non si richiede una tecnica e un tempo superiori a quelli necessari per effettuare analoghe misure con strumenti convenzionali muniti di indice.

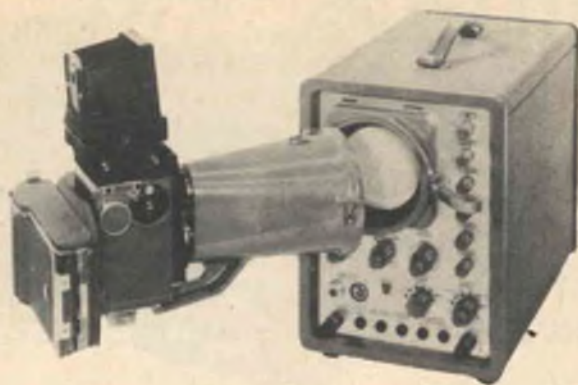
La possibilità degli attuali oscilloscopi sono state ulteriormente estese grazie all'impiego di macchine fotografiche che consentono di ottenere immagini permanenti degli oscillogrammi misurati.

Vari tipi di oscilloscopi

La suddivisione è fatta in base alle prestazioni che essi possono dare; la più semplice e la più ovvia è quella basata sul valore della frequenza dei segnali amplificati dall'amplificatore verticale (Y). Di conseguenza, abbiamo oscilloscopi per segnali di bassa frequenza, per segnali di frequenza elevata, oscilloscopi a larga banda ecc. Se l'amplificatore che si trova nel canale verticale è un amplificatore per tensioni alternate (c.a.), dovrà ugualmente amplificare sia segnali con frequenza elevata sia segnali riguardanti fenomeni che si svolgono lentamente nel tempo; questa bassa frequenza diventa addirittura zero quando l'amplificatore del canale verticale è un amplificatore di corrente continua (c.c.).

Il generatore della base dei tempi (asse X) deve sempre potersi adattare alla frequenza del segnale che si vuole studiare. Gli oscilloscopi per frequenze elevate devono possedere un elevato grado di « risoluzione » per poter lavorare anche verso l'estremo superiore della banda in modo da poter riprodurre sul loro schermo con la minima distorsione tensioni alternate con ricco contenuto di armoniche (per esempio, onde quadre).

Gli oscilloscopi possono essere inoltre suddivisi in base alla precisa informazione che possono dare riguardo a particolari fenomeni. Così, per esempio, un « oscilloscopio per impulsi » è ovviamente più adatto di un altro per effettuare misure su tensioni impulsive; in un oscilloscopio di potenza l'amplificatore verticale (Y) non è



Sistema di ripresa fotografica di oscillogrammi mediante « Rolleicord » a lastre.

collegato a terra, e ciò consente di effettuare misure su entrambe le fasi di una tensione alternata.

Quasi tutti gli attuali oscilloscopi consentono di effettuare misure calibrate su entrambi gli assi. In un « oscilloscopio X-Y » gli amplificatori verticale (Y) e orizzontale (X) posseggono caratteristiche elettriche identiche e sono quindi in grado di riprodurre con estrema precisione le cosiddette figure di Lissajous. Per il lavoro di riparazione di televisori e di radoricevitori esiste il cosiddetto « oscilloscopio di servizio » appositamente progettato per questo scopo.

Con gli oscilloscopi « short time » la misura di tempi dell'ordine dei microsecondi (10^{-6} sec) e dei nanosecondi (10^{-9} sec) diventa un'operazione oltremodo facile. Ci fu un tempo in cui vennero di moda i cosiddetti « oscilloscopi universali », che incorporavano altre apparecchiature accessorie come il vobbulatore, il commutatore elettronico ecc...

Non incontrarono il plauso dei tecnici che preferirono avere tali apparecchiature separate dall'oscilloscopio vero e proprio. I motivi sono i seguenti: costo eccessivo di questi oscilloscopi universali; prestazioni inferiori a quelle degli oscilloscopi progettati per quel determinato impiego. Ol-

tre a ciò, l'uso di questi oscilloscopi universali è particolarmente laborioso. Pertanto, in luogo di siffatti oscilloscopi si è preferito realizzare « oscilloscopi di elevate prestazioni », che prevedono l'intercambiabilità dell'amplificatore verticale (Y) che può essere a larga banda, per correnti continue (d.c.), per correnti alternate (a.c.) ecc., l'aggiunta di sonde attenuatrici, calibrate, di sonde per radio frequenza, ecc. ecc.

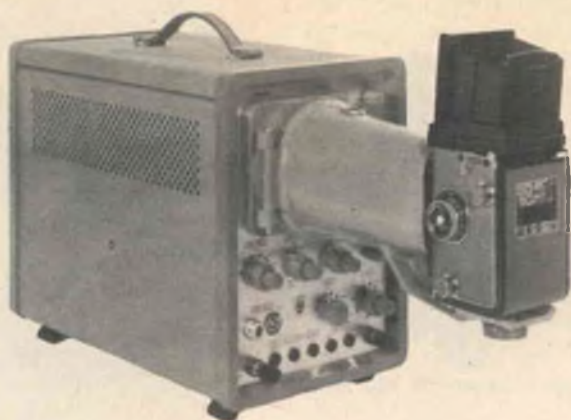
Indicazione calibrata ed espansione degli oscillogrammi

I primi oscilloscopi non potevano considerarsi strumenti di misura veri e propri; il loro principale pregio consisteva nella chiarezza con cui apparivano i vari segnali sullo schermo fluorescente del tubo R.C.

Sotto questo punto di vista essi erano e sono senz'altro superiori a qualsiasi altro strumento di misura. Comunque, la linea di sviluppo di questo strumento era



Esempio di oscillogramma di un fenomeno non ricorrente.



Sistema di ripresa fotografica di oscillogrammi mediante normale « Rolleicord ».

quella di trasformarlo in un dispositivo che potesse dare quell'accuratezza di misura ottenibile con gli altri strumenti di misura.

Per far ciò il vecchio oscilloscopio dovette essere modificato in tutte le sue parti. Si cominciò pertanto a stabilizzare elettronicamente la tensione di alimentazione ottenuta dalla rete-luce; indi si ridimensionarono gli amplificatori verticali (Y) e oriz-

zontali (X) per ciò che si riferiva alla larghezza di banda, allo spostamento di fase e alla simmetria del segnale all'uscita.

L'oscilloscopio infatti doveva poter consentire di effettuare un'ampia gamma di misure, mediante commutazione, come i comuni strumenti di misura.

La deflessione verticale e orizzontale del fascetto elettronico del tubo a raggi catodici poteva essere rigorosamente e accuratamente calibrata, rispettivamente per l'asse verticale (Y) in V/cm o potenze decimali di tale unità, e per l'asse orizzontale (X) in s/cm o potenze decimali di tale unità.



Particolare di un pannello con circuito stampato prima del montaggio nell'oscilloscopio.

La luminosità dell'immagine sullo schermo fluorescente

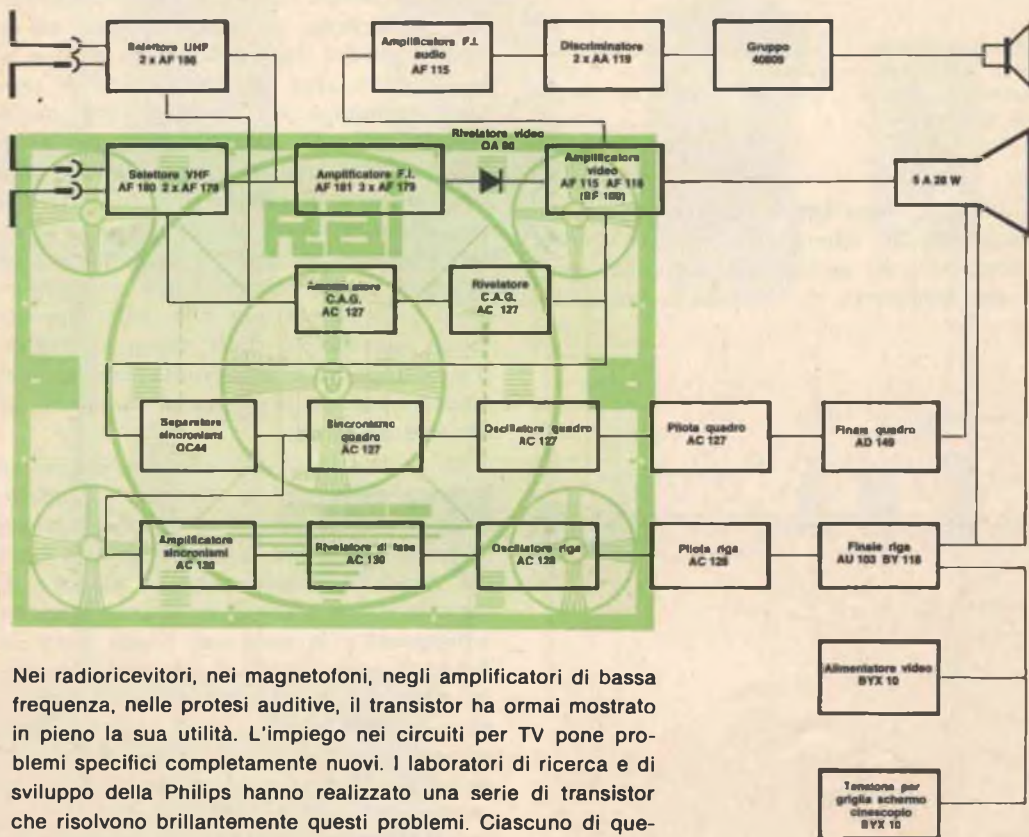
Negli oscilloscopi moderni la luminosità del segnale che appare sullo schermo del tubo R.C. è stata considerevolmente aumentata.

Il valore delle tensioni di accelerazione da cui dipende la luminosità delle immagini sullo schermo, è molto elevato. Per la ripresa fotografica degli oscillogrammi si richiedono valori di luminosità molto elevati.

Gli oscillogrammi relativi a fenomeni ad andamento ciclico risultano particolarmente luminosi, dato che, se sono sincronizza-

TVISTOR PHILIPS

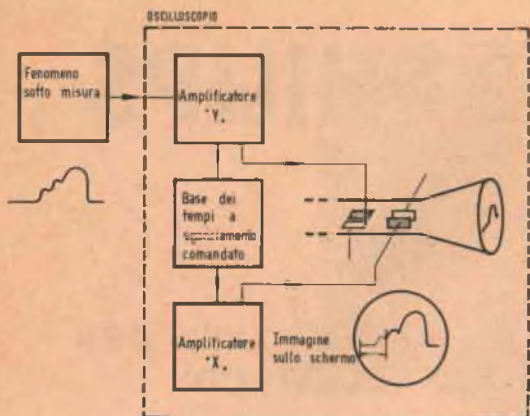
TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI



Nei radioricevitori, nei magnetofoni, negli amplificatori di bassa frequenza, nelle protesi auditive, il transistor ha ormai mostrato in pieno la sua utilità. L'impiego nei circuiti per TV pone problemi specifici completamente nuovi. I laboratori di ricerca e di sviluppo della Philips hanno realizzato una serie di transistor che risolvono brillantemente questi problemi. Ciascuno di questi transistor, chiamati **TVistor**, è stato appositamente progettato per soddisfare le esigenze dei circuiti dei televisori.

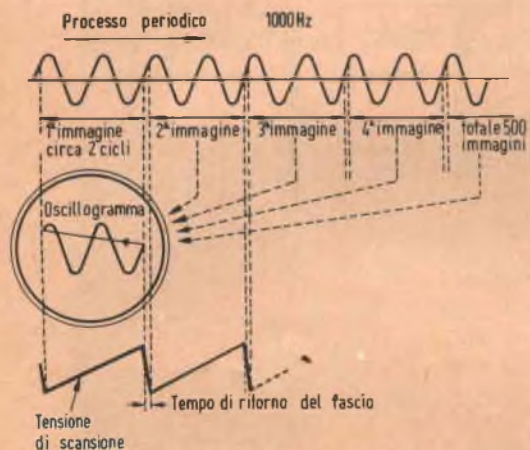
La produzione di questa serie di transistor è stata possibile grazie ai decisivi progressi raggiunti dalla Philips nella ormai sperimentata tecnica di formazione delle giunzioni mediante processo di lega e di diffusione.





Schema a blocchi di un oscilloscopio con base dei tempi comandata (triggered); sullo schermo fluorescente del tubo R.C. non viene presentato l'inizio del fenomeno.

ti, vengono tracciati l'uno sull'altro in successione sullo schermo del tubo R.C. Per i fenomeni ad andamento non ricorrente e con frequenza di ripetizione bassa, la



Del fenomeno vengono messi in evidenza, ad ogni dente di sega orizzontale, due cicli. Oni secondo vengono « tracciate » una sull'altra 500 immagini; un certo tempo viene usato per il « ritorno » del dente di sega e di conseguenza i due cicli non sono completi.

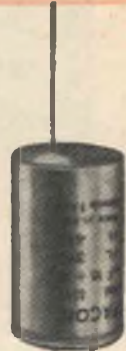
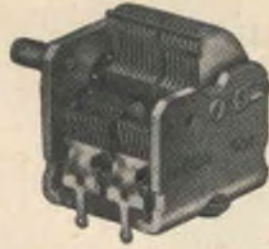
riproduzione sullo schermo del tubo R.C. presenta qualche difficoltà. Per la ripresa fotografica dei fenomeni non ricorrenti di cui non si conosce l'inizio nel tempo si fa in modo che la macchina fotografica sia sempre con il diaframma aperto; in questo caso però si dovrà fare in modo che il punto luminoso (anch'esso in posizione di attesa) risulti completamente « interdetto »).

Base dei tempi « triggered »

La base dei tempi « sincronizzata » ha lo svantaggio di richiedere una nuova messa a punto tutte le volte che si cambia la scala dei tempi. La fissità dell'oscillogramma, com'è noto, si ha solo quando tra la frequenza del fenomeno sotto misura e quella della base dei tempi esiste un rapporto numerico ben definito. Per cui è difficile ottenere sullo schermo del tubo R.C. la fissità dell'immagine per un qualsiasi numero di cicli o di una parte del ciclo della tensione sotto misura. Si otterranno invece immagini in movimento che potranno essere rese stazionarie previo ritocco della regolazione fine della base dei tempi. Da quanto detto sopra si deduce che una perfetta sincronizzazione si può ottenere solo in presenza di fenomeni ad andamento ciclico.

Le cause cambiano completamente se la base dei tempi è del tipo cosiddetto « triggered ». Infatti, mentre con il sistema di sincronizzazione convenzionale la base dei tempi funziona anche in assenza di segnale con il sistema di sincronizzazione « triggered » la base dei tempi entra in funzione **solo** quando è presente il segnale; quando non c'è segnale il punto luminoso rimane fermo sul lato sinistro dello schermo del tubo R.C.: soltanto quando arriva il segnale esso comincia a muoversi attraverso lo schermo del tubo R.C. La velocità del punto luminoso può essere variata a piacimento mediante regolatori di massima e di minima.

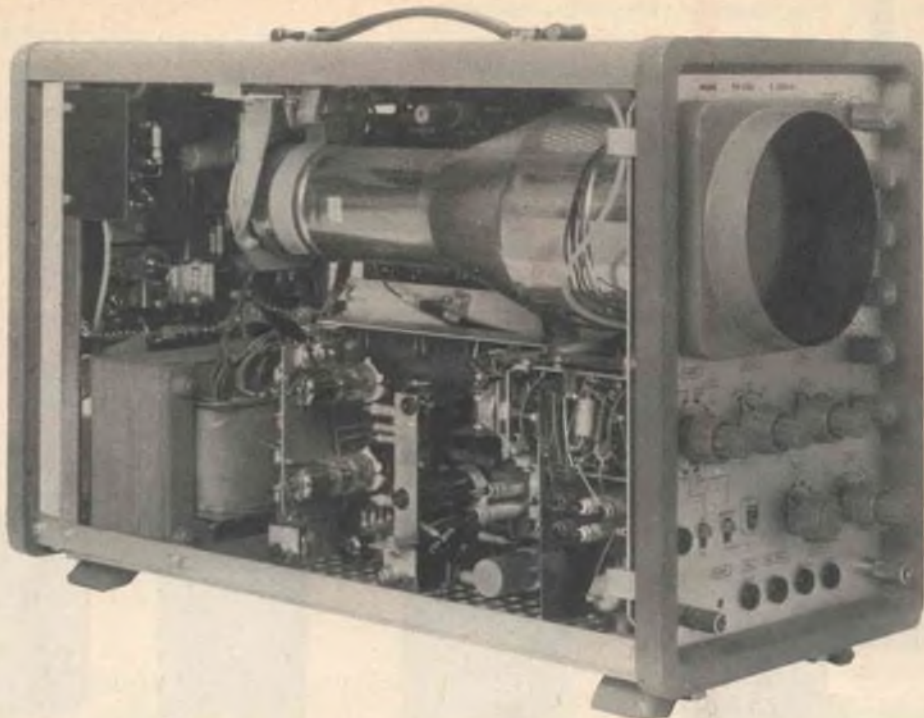
Questo è effettivamente il pregio del funzionamento « triggered ». Solo con esso si possono ottenere immagini stazionarie su qualunque « scatto » della base dei tempi.



FACON

ABBRICCA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
ARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501





Una vista dell'interno dell'oscilloscopio PM 3206.

Pertanto, di una tensione alternata, si potrà vedere sullo schermo del tubo R.C., previa regolazione della scala dei tempi, sia un certo numero di oscillogrammi che una porzione dell'oscillogramma stesso. Ciò è molto utile in pratica. Naturalmente, ciò si verificherà anche nel caso di un segnale ad andamento aperiodico. Se per esempio, il segnale compare una volta sola, anche la base dei tempi « scatterà » una volta sola. Si avranno pertanto immagini stazionarie sullo schermo del tubo R.C. anche se il segnale appare irregolarmente.

La base dei tempi ad andamento non ricorrente è utile in molti impieghi.

L'espansione e l'ingrandimento di un segnale o di una parte di esso sia sull'asse delle Y sia su quello delle X sono ottenibili solo mediante una base di tempi

« triggered ». Proprio per questa caratteristica una base dei tempi « triggered » offre più possibilità di una convenzionale base dei tempi sincronizzata.

« L'espansione » del segnale sia sull'asse delle X che su quello delle Y può essere meglio soddisfatta mediante l'impiego di amplificatori in corrente continua. È per questo che gli attuali oscilloscopi sono muniti di amplificatori in c.c. Ciò vale naturalmente per entrambi gli amplificatori (X e Y). Un perfetto « triggering » si può ottenere soltanto quando si ha la possibilità di regolare il livello del segnale « trigger », che viene prelevato dall'amplificatore verticale (Y) e opportunamente amplificato in modo da effettuare un « triggering » efficace della base dei tempi.

(continua)

L. C.

(Da « Science and Industry »)



di A. H. Hilbers

RICETRASMETTITORE PORTATILE

80 - 160 MHz

Si descrive un rice-trasmettitore portatile completamente transistorizzato da impiegare nelle bande degli 80 e dei 160 MHz. I due trasmettitori descritti possono fornire una potenza di uscita di circa 550 mW. I ricevitori sono del tipo supereterodina a doppia conversione con l'oscillatore locale controllato mediante quarzo. La sezione B. F. di tali ricevitori è presentata in due versioni: una con uscita di 170 mW e con trasformatori, l'altra con uscita di 185 mW e senza trasformatori.

I Parte

I ricetrasmittitori portatili consentono di poter stabilire comunicazioni radio di chiamata e risposta tra due o più persone che si trovino entro l'area di azione degli apparati.

Il loro impiego si è rivelato particolarmente utile nel controllo del traffico, nel servizio di polizia, nelle chiamate dei vigili del fuoco, del pronto soccorso e dei taxi, in alcune ricerche scientifiche, e infine nei grandi palazzi e grattacieli.

Un buon rice-trasmettitore deve avere dimensioni ridotte e costruzione robusta; deve essere leggero e facile da azionare, deve infine avere un consumo molto basso e un funzionamento sicuro.

Grazie all'impiego dei transistori tutte queste esigenze possono essere facilmente soddisfatte; infatti, a differenza dei tubi, essi non presentano problemi derivanti dal calore emesso dai filamenti, non so-

no soggetti ad inconvenienti di microfonicità o a quelli dovuti ad un incauto maneggio dell'apparecchiatura.

È bene però ricordare che da queste apparecchiature non si può pretendere una grande potenza di trasmissione (RF), come pure non si può pensare di avere una uscita audio (B.F.) di grande potenza; ciò infatti richiederebbe l'impiego di batterie o accumulatori di notevoli dimensioni e contrasterebbe con l'esigenza del peso ridotto che queste apparecchiature devono avere.

Come abbiamo già detto, descriveremo due trasmettitori completamente transistorizzati, operanti rispettivamente nelle bande degli 80 e dei 160 MHz; la potenza media di uscita di tali trasmettitori è circa 550 mW. Gli stadi pilota e d'uscita di entrambi i trasmettitori sono equipaggiati con il transistor AFY 19 a lega e a diffusione particolarmente adatto come am-

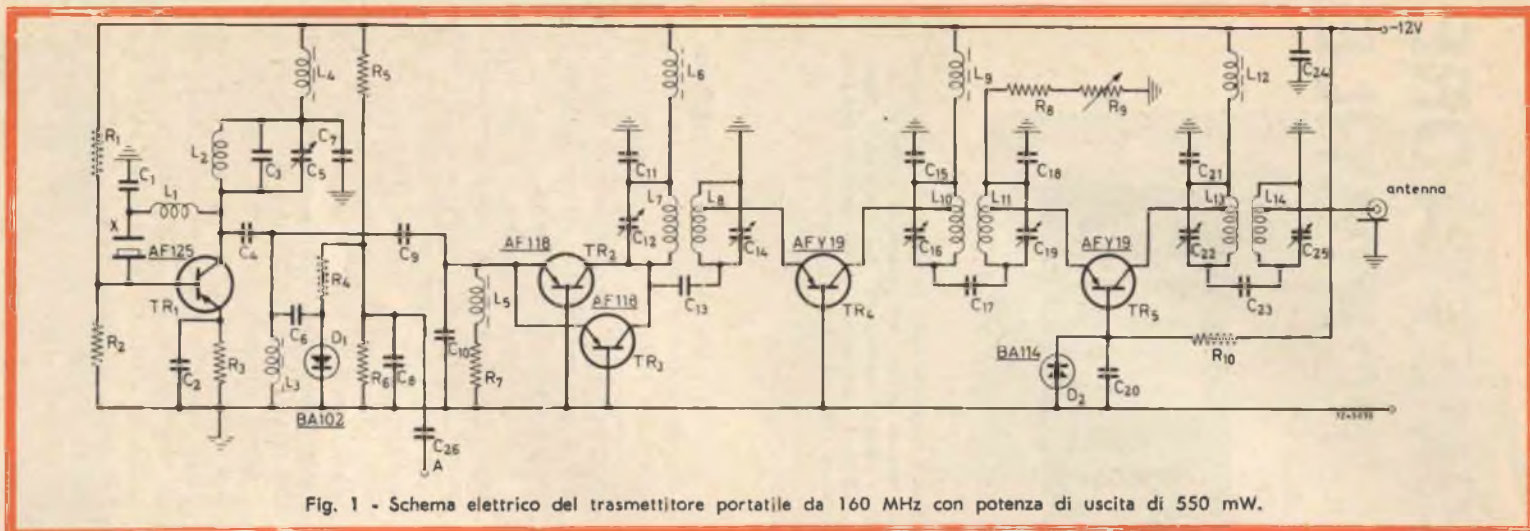


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore portatile da 160 MHz con potenza di uscita di 550 mW.

Componenti

Resistori

R ₁	= 15 kΩ carbone	1/8 W, ± 10%
R ₂	= 4,7 kΩ carbone	1/8 W, ± 10%
R ₃	= 1 kΩ carbone	1/8 W, ± 10%
R ₄	= 18 kΩ carbone	1/8 W, ± 10%
R ₅	= 82 kΩ carbone	1/8 W, ± 10%
R ₆	= 330 Ω carbone	1/8 W, ± 10%
R ₇	= 330 Ω carbone	1/8 W, ± 10%
R ₈	= 3.3 Ω ossido	1/2 W, ± 10%
R ₉	= 15 Ω potenz. a filo	1/2 W
R ₁₀	= 2.2 kΩ carbone	1/8 W, ± 10%

Condensatori

C ₁	= 6.8 pF ceramico	500 V, ± 0.5 pF
C ₂	= 3.9 nF ceramico	500 V, -20/+50%

C ₃	= 12 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₄	= 1.2 pF ceramico	500 V, ± 0.25 pF
C ₅	= 25 pF trimmer ad aria	300 V
C ₆	= 22 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₇	= 3.9 nF ceramico	500 V, -20/+50%
C ₈	= 180 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₉	= 22 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₁₀	= 390 pF polistirene	125 V, ± 5%
C ₁₁	= 680 pF ceramico	500 V, -20/+50%
C ₁₂	= 25 pF trimmer ad aria	300 V
C ₁₃	= 1.8 pF ceramico	500 V, ± 0.25 pF
C ₁₄	= 25 pF trimmer ad aria	300 V

C ₁₅	= 680 pF ceramico	500 V, -20/+50%
C ₁₆	= 25 pF trimmer ad aria	300 V
C ₁₇	= 1 pF ceramico	500 V, ± 0.25 pF
C ₁₈	= 100 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₁₉	= 25 pF trimmer ad aria	300 V
C ₂₀	= 68 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₂₁	= 100 pF ceramico	500 V, ± 10%
C ₂₂	= 25 pF trimmer ad aria	300 V
C ₂₃	= 1 pF ceramico	500 V, ± 0.25 pF
C ₂₄	= 3.9 nF ceramico	500 V, -20/+50%
C ₂₅	= 25 pF trimmer ad aria	300 V
C ₂₆	= 47 nF poliester	30 V, ± 20%

Dati per la costruzione delle bobine

- $L_1 = 10 \mu\text{H}$
 $L_2 = 20$ spire Cu smaltato, \varnothing 0,6 mm, $d = 6$ mm
 $L_3 = 20$ spire, Cu smaltato, \varnothing 0,5 mm, $d = 6$ mm
 $L_4 =$ bobina arresto, VK 200 10/3B (Philips)
 $L_5 = L_4$
 $L_6 = L_4$
 $L_7 = 3$ spire, Cu smaltato, \varnothing 1,5 mm, $d = 12$ mm
 $L_8 = L_7$, presa alla 0,65 spira a partire dal lato « freddo »
 $L_9 = L_4$
 $L_{10} = 2$ spire, Cu smaltato, \varnothing 1 mm, $d = 10$ mm, presa ad 1 spira a partire dal lato « freddo »
 $L_{11} = L_{10}$, presa alla 0,5 spira a partire dal lato « freddo »
 $L_{12} = L_4$
 $L_{13} = L_{10}$, presa alla 0,65 spira a partire dal lato « freddo »
 $L_{14} = L_{10}$, presa alla 0,5 spira a partire dal lato « freddo »
X = Quarzo da 27,5 MHz, risonanza in serie, terza armonica, tutto vetro.

Per il transistor AFY 19 è previsto un radiatore per il calore di alluminio annerito con superficie di 24 cm² e isolato dallo chassis.

plicatore nella banda V.H.F.; il collettore di questo transistor è collegato all'involucro T0-39 (corrispondente al T0-5 ma con terminali corti).

DATI TECNICI DEL TRASMETTITORE

Questi trasmettitori lavorano rispettivamente nelle bande degli 80 e dei 160 MHz; entrambi prevedono la modulazione di fase. Gli oscillatori locali sono controllati mediante quarzo.

a) Trasmettitore da 550 mW per la banda dei 160 MHz

- Campo di frequenza da 156 a 174 MHz
Potenza RF d'uscita 550 mW
Tensione della batteria 12 V
Corrente della batteria 135 mA
Potenza consumata 1,6 W
Distanza tra i canali 30 kHz

Fattore moltiplicativo della frequenza del cristallo 5

Distorsione audio 5%, alla frequenza di modulazione di 1 kHz e con deviazione di frequenza di $2 \times 3,33$ kHz

Stabilità di frequenza $\pm 15 \times 10^{-6}$ (entro il campo di temperatura da -30°C a $+60^\circ\text{C}$)

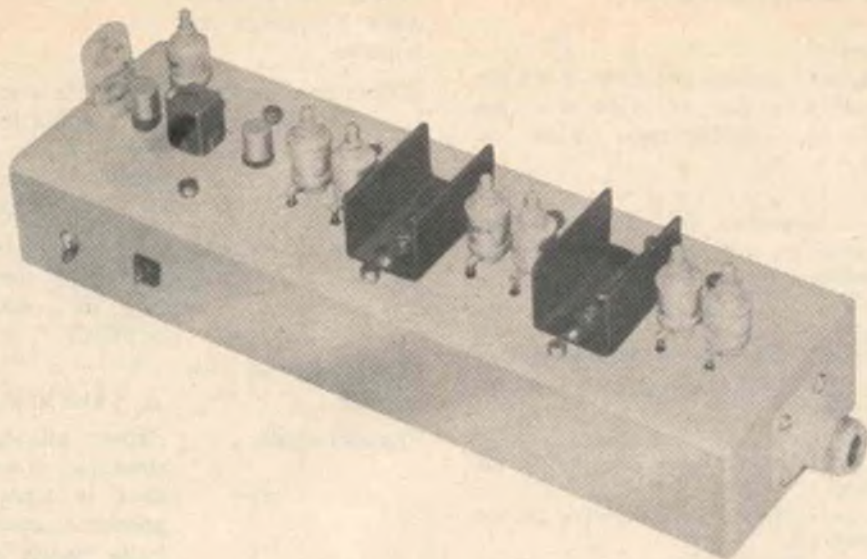
Deviazione di frequenza ± 5 kHz al massimo

Risposta audio rispetto alla curva di preenfasi di 6 dB/ottava, la curva di risposta è contenuta, nella banda di frequenza da 300 a 3.000 Hz, entro la tolleranza di +1 dB e -3 dB, rispetto a 1.000 Hz

Limitazione La deviazione di frequenza non supererà i 2×5 kHz se il livello di un segnale di 1.000 Hz applicato all'ingresso (e che dia una deviazione di frequenza di $2 \times 3,33$ kHz) viene aumentato di 20 dB.

Diodi e transistori impiegati

- ASY 27 limitatore della modulazione
ASY 27 amplificatore - modulazione
AF 125 oscillatore
 $2 \times$ AF 118 triplicatori di frequenza
AFY 19 duplicatore di frequenza
BA 102 modulatore
BA 114 stabilizzazione in c.c. dell'amplificatore di potenza.



Modello di laboratorio del trasmettitore da 160 MHz.

Descrizione del circuito

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del trasmettitore da 160 MHz. L'oscillatore locale è controllato mediante quarzo ed è del tipo Colpitts. La risonanza-serie del circuito è sulla III^a armonica del cristallo dimensionato per la frequenza fondamentale di 27,5 MHz. Per avere l'elevata stabilità di frequenza richiesta è opportuno usare un cristallo di quarzo in contenitore di vetro.

L_2 , C_3 e C_5 in parallelo sono dimensionati in modo che si comportano come un'induttanza alla frequenza fondamentale del cristallo e come una capacità alla III^a armonica del medesimo. In questo modo viene impedita l'oscillazione alla frequenza fondamentale del cristallo. La frequenza dell'oscillatore può essere regolata mediante il condensatore C_5 (trimmer ad aria).

Lo stadio dell'oscillatore è accoppiato al circuito modulatore attraverso il condensatore C_4 il cui valore è stato scelto abbastanza basso in modo da impedire che esso possa influenzare la frequenza dell'oscillatore. La modulazione di fase è ottenuta mediante il diodo BA 102 la cui

capacità, com'è noto, dipende dalla tensione ad esso applicata. Il circuito modulatore è accoppiato capacitivamente allo stadio triplicatore di frequenza; quest'ultimo è equipaggiato con due transistori AF 118 collegati con base comune e lavoranti in classe C. La bobina di arresto L_5 è stata inserita per impedire che il segnale di radio frequenza potesse sfuggire attraverso il resistore di emettitore R_7 . L'accoppiamento al successivo stadio duplicatore di frequenza è effettuato mediante un circuito a doppio accordo. Questo stadio lavora in un circuito con base comune ed è equipaggiato con il transistore AFY 19, funzionante in classe B.

Il suo emettitore è collegato ad una spirale intermedia di L_8 .

L'amplificatore di potenza è anch'esso equipaggiato con un transistore AFY 19 lavorante in classe B in un circuito con base comune. L'accoppiamento allo stadio duplicatore di frequenza è ottenuto mediante una presa sulla bobina L_{11} . La regolazione in c.c. dello stadio finale mediante il diodo BA 114 è stata effettuata in base alle seguenti considerazioni:

SFRUTTATE

la potenza di vendita delle pile

MALLORY

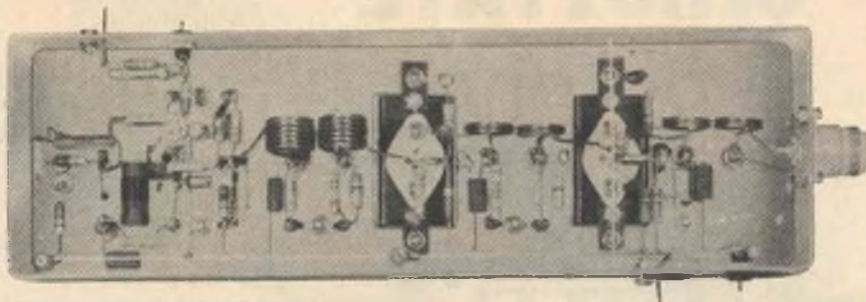


- Durata fino a dieci volte superiore
- Assolutamente stagne in magazzino come nell'uso
- Struttura a duplice involucro d'acciaio
- Si mantiene fresca come all'uscita dello stabilimento

MALLORY

*sempre nuove idee nel
campo delle pile*

Mallory Batteries SRL Milano Via Catone 3



Vista della parte inferiore dello chassis.

Siccome lo stadio finale lavora alla massima potenza è necessario che la stabilizzazione in c. c. sia veramente efficace. Il sistema classico per ottenere la stabilizzazione in c. c. di uno stadio a transistor prevede l'inserimento di un resistore sull'emettitore, e il collegamento della base attraverso un partitore di tensione. Ora, perché la tensione ai capi del resistore di emettitore sia bassa, è necessario che il valore della sua resistenza sia parimente basso; in queste condizioni, però, la stabilizzazione in c. c. col sistema classico richiede che la corrente « deviata » circolante nel partitore di base sia molto elevata. È per evitare questo inconveniente che si è collegato tra base e massa, al posto del solito resistore, il diodo al silicio BA 114, funzionante in senso diretto.

Siccome la resistenza « dinamica » del diodo paragonata alla resistenza « in c. c. » in senso diretto è bassa, la corrente « deviata » risulta considerevolmente ridotta (diventa circa il 6% della corrente di collettore mentre col sistema classico sarebbe circa il 20% di detta corrente).

L'impiego di questo diodo nel circuito di base giova anche alla stabilizzazione nei riguardi delle variazioni della temperatura. Infatti, la tensione diretta del diodo diminuisce man mano che la temperatura aumenta. La tensione base-emettitore richiesta per regolare il transistor AFY 19 diminuisce parimente con lo stesso andamento ($\Delta V / \Delta T \approx 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$).

L'influenza della diminuzione della tensione della batteria sulla corrente di collettore è meno sentita rispetto ai circuiti in cui il partitore di tensione è formato da resistori. Il rapporto favorevole tra la resistenza in c. c. e la resistenza in c. a. del diodo mantiene la tensione di base, e quindi la corrente di collettore, sostanzialmente costanti.

Per avere la massima potenza di uscita, la base del transistor AFY 19, agli effetti delle correnti alternate, deve essere collegato a massa attraverso il condensatore

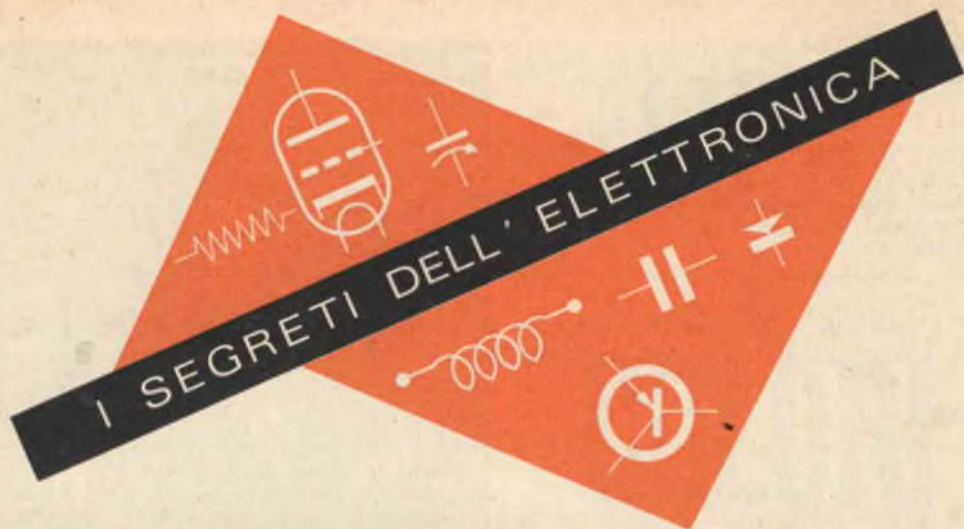
C₂₀. La corrente di emettitore può essere regolata mediante il potenziometro R₉.

Lo stadio finale è accoppiato all'antenna attraverso un altro circuito a doppio accordo. L'impedenza di carico è 50 Ω.

Il fattore di qualità di tutti i circuiti a doppio accordo, è circa 10 sotto carico e in questo modo viene assicurata un'adeguata soppressione di segnali spuri e di armoniche; senza carico, il fattore di qualità va da 200 a 250. I circuiti a doppio accordo sono accoppiati tra di loro per via induttiva; l'accoppiamento capacitivo aggiunto (ottenuto mediante C₁₃, C₁₇, C₂₃) tende effettivamente ad aumentare l'accoppiamento tra primario e secondario e serve in particolare a portare l'accoppiamento al disopra del valore critico ($kQ > 1$). Questo particolare tipo di accoppiamento assicura l'adattamento in potenza anche con transistori con parametri al limite del valore della tolleranza. Con questi circuiti a doppio accordo la soppressione delle armoniche e dei segnali spuri è migliore di 40 dB.

Misure

Qui di seguito diamo i valori delle correnti e delle tensioni misurati nei singoli stadi. I_{bp} indica la corrente che scorre nel potenziometro di base.



SVELATI IN FORMA SEMPLICE, CHIARA, PIACEVOLE, CON UN METODO NUOVO E ORIGINALE

VOLETE SAPERE SENZA SFORZO CHE COSA È :

un diodo, un pentodo, il coefficiente di amplificazione, la conversione di frequenza, la reattanza induttiva, il funzionamento del transistor?

VOLETE CONOSCERE CHE COSA È :

l'induzione magnetica, l'emissione secondaria, la rivelazione a diodo, l'uso dell'oscillatore modulato, del misuratore d'uscita, il calcolo di un trasformatore a nucleo di ferro?

SE VI INTERESSA LA MODERNA TECNICA TELEVISIVA E DESIDERATE CAPIRE :

Il funzionamento dell'oscillatore bloccato o del multivibratore, della valvola a reattanza..... e soprattutto come si esegue la taratura e la messa a punto di un televisore.

Insomma, se desiderate conoscere come riparare rapidamente e bene radio e televisori e se ci tenete a diventare un tecnico completo, con profonda cultura tecnica (dotato quindi di ALTO PRESTIGIO) non avete che ritagliare il tagliando qui sotto, riempirlo e inviarlo al nostro indirizzo.

Riceverete subito gratis e senza impegno il bollettino per il corso PER CORRISPONDENZA che vi interessa.

I nostri allievi di ogni parte del mondo apprendono SENZA FATICA E IN MODO SORPRENDENTE con il nostro metodo dialogato (a domanda e risposta). Questo metodo permette anche a coloro che hanno frequentato le sole scuole elementari di apprendere i segreti dell'elettronica.

DIVENIRE UN TECNICO RADIO-TV SIGNIFICA APRIRE LE PORTE AL PIÙ AFFASCINANTE AVVENIRE, ALLA PROFESSIONE PIÙ MODERNA E PRESTIGIOSA.

IL TECNICO RADIO-TV NON CONOSCE CRISI O CONGIUNTURA SFAVOREVOLE, ESSO È SEMPRE RICERCATO.

Cominciate a informarvi, non vi costa nulla.

Radioscuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano - La scuola di fiducia

Spett. Radioscuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano

Favorite inviarmi subito gratis e senza impegno il bollettino che segno qui sotto con una crocetta nel quadratino:

- Bollettino 01 per il corso per corrispondenza di radiotecnica
 Bollettino TLV per il corso per corrispondenza di televisione

Cognome Nome

Via N° Città (o paese)

Provincia di

G.B.C./7

TABELLA I

Stadio	$-V_{CE}$ (V)	$-I_C$ (mA)	V_{BE} (V)	I_{BP} (mA)
Oscillatore, AF 125	7,9	4,4	+ 0,21	0,5
Triplicatore di frequenza, 2 x AF 118	11,8	5,0	+ 0,18	—
Duplicatore di frequenza, AFY 19	12,0	17,6	0	—
Finale, AFY 19	11,7	86,0	- 0,24	5,2

I valori della potenza di ingresso e di uscita dei singoli stadi e il loro rendimento sono riportati nella seguente tabella:

TABELLA II

Stadio	Potenza d'ingresso (P_i) (mW)	Potenza uscita (P_o) (mW)	Rendi- mento (η) (%)	Frequenza (MHz)
Triplicatore di frequenza	59,2	10	16,8	82,5
Duplicatore di frequenza	212	50	23,6	165
Finale	1040	550	54	165

La potenza di uscita RF del trasmettitore è 550 mW. L'assorbimento complessivo di corrente del trasmettitore, incluso quello dell'amplificatore-modulatore è di 135 mA alla tensione di 12 V, corrispondente alla potenza di 1,62 W, il rendimento complessivo è del 34%. La potenza di uscita misurata con tensione di alimentazione più bassa nella misura del 10%, è 425 mW, mentre diventa 215 mW quando la tensione di alimentazione è più bassa nella misura del 20%.

Si tenga presente che i valori di potenza sopra indicati si riferiscono a transistori « presi a caso » e non selezionati. La potenza di uscita minima alla tensione di alimentazione di 12 V è 400 mW a questa frequenza.

Il trasmettitore è stato allineato in condizione di sottoalimentazione del 10% (10,8 V) in modo da ridurre l'effetto della caduta di tensione della batteria sulla potenza d'uscita durante il normale funzionamento. Questo effetto può essere meglio compensato mediante stabilizzazione della tensione di alimentazione dell'oscillatore e del diodo modulatore. Ciò si può ottenere impiegando diodi Zener come in altra parte spiegheremo.

L'amplificatore modulatore-limitatore da collegare al punto A dello schema elettrico del trasmettitore verrà descritto nella II^a parte.

(continua)

L. C.

(Da "Application Information Philips" 512)

La Sylvania annuncia la costruzione del suo 30.000.000(mo) cinescopio.

La Philco italiana in Bergamo dopo anni di lavoro «su licenza» è diventata la quinta società sorella della Philco International. Le altre sono impiantate in Argentina, Brasile, Messico e Canada.

Al 30 luglio u. s., erano stati notificati in Inghilterra 12.887.432 possessori di televisori.



LUCE E COLORI

INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE A COLORI

a cura dell'ing. W. A. Holm

In questa rubrica verranno illustrati i principi fondamentali che sono alla base di qualsiasi sistema di trasmissione e di riproduzione di immagini a colori, sia esso N.T.S.C., PAL, o SECAM; in particolare, tratteremo l'aspetto puramente fisico del colore, indi i vari sistemi di ripresa e di riproduzione di immagini a colori.

Fu Newton che, nel tentativo di scoprire la natura della luce, per primo, propose una teoria della luce veramente rivoluzionaria per quei tempi, e cioè che la « bianca » luce del giorno non fosse il tipo più puro di luce ma, al contrario, una mescolanza di infiniti colori che, come quelli dell'arcobaleno, va dal violetto, al blu, al verde, al giallo fino al rosso.

Questa ardita ma non meno fondata affermazione era basata sui risultati di un esperimento molto semplice: Newton aveva diretto un sottile fascetto di luce solare sulla faccia di un prisma di vetro di sezione triangolare; con suo grande stupore vide che dalla faccia opposta del prisma non emergeva più il fascetto di luce bianca ma una « sequenza continua » di fa-

scetti di luce il cui colore, come quello dell'arcobaleno, andava dal rosso al violetto passando per tutti i colori dell'iride (fig. 1).

Newton, anche con la sua teoria « corpuscolare » sulla natura della luce, non fu in grado di dare una convincente spiegazione di questo fenomeno: e cioè del perché un fascetto di luce bianca passando attraverso un prisma si scinda in tanti fascetti diversamente colorati e diversamente rifratti; ciononostante, la sua affermazione che cioè la luce del sole è un **miscuglio** di un numero infinito di colori « puri » ha resistito a tutte le opposizioni ed è valida anche ai nostri giorni.

Fu Huygens che dette una vera risposta al problema della variazione della rifra-

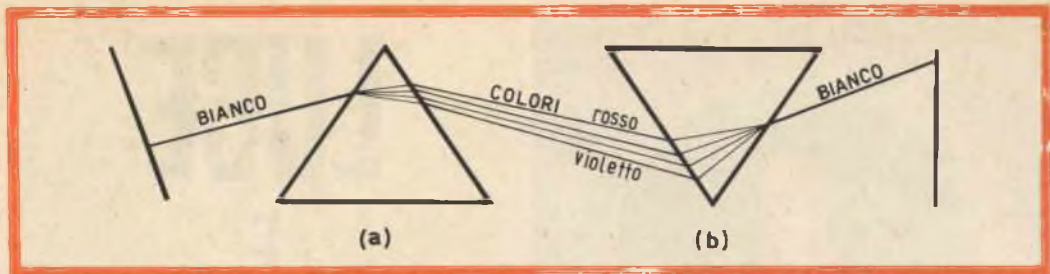


Fig. 1 - È il noto fenomeno della deflessione della luce: un sottile fascio di luce « incide » sulla faccia di un prisma di vetro e dalla faccia opposta emergono tanti fascetti colorati; i colori sono quelli dell'arcobaleno.

zione che ha luogo all'interno del prisma; egli infatti fu il primo che attribuì la propagazione della luce ad un fenomeno ondulatorio nel quale erano in gioco lunghezze d'onda estremamente piccole.

Pertanto, secondo Huygens, i vari colori differiscono tra loro **solo** per la lunghezza d'onda, in particolare, il rosso dello spettro solare ha una lunghezza d'onda maggiore di quella del violetto.

Se si ammette che la luce si propaghi più lentamente in mezzi ottici (come il vetro) che nello spazio vuoto, e se si ammette ancora che nel mezzo ottico la velocità

della luce diminuisce man mano che la lunghezza d'onda diventa più corta, è facile dimostrare perché quando un raggio di luce cade sulla faccia di un prisma i raggi violetti e blu (lunghezza d'onda corta) che emergono dalla parte opposta sono più rifratti dei raggi rossi e arancione (lunghezza d'onda lunga).

Questa teoria sulla propagazione della luce nei vari mezzi fisici proposta da Huygens incontrò per tre secoli l'opposizione dei fautori della teoria corpuscolare di Newton i successivi esperimenti confermarono ora l'una o l'altra teoria.

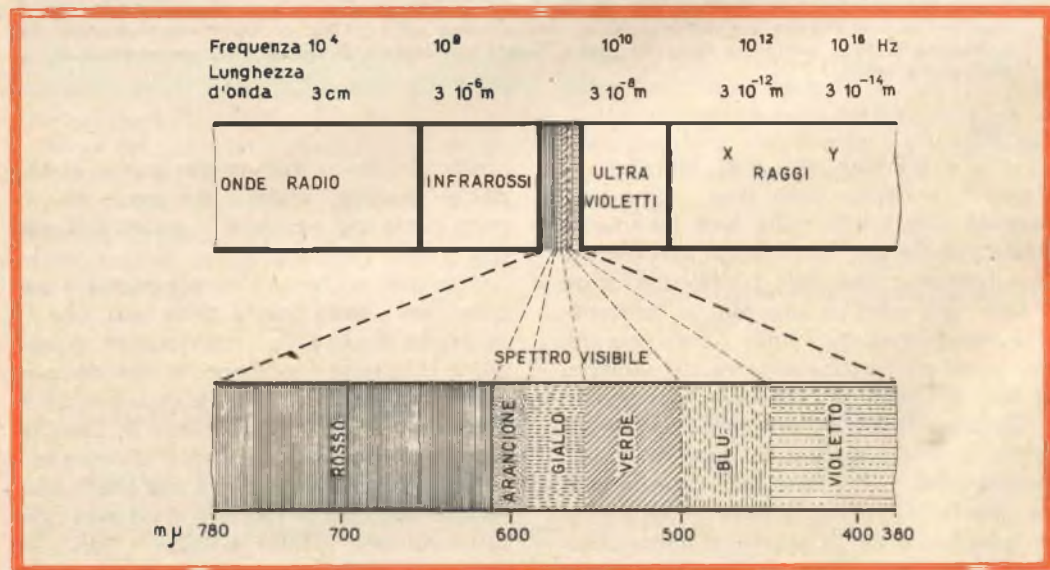


Fig. 2 - In alto è indicata schematicamente una porzione dello spettro delle onde elettromagnetiche. La porzione occupata dallo spettro visibile è molto ristretta (da 780 a 380 $m\mu$).

Solo in questi ultimi decenni è stato possibile, con l'aiuto della teoria dei quanti, dare una spiegazione esatta, anche se in una forma astratta, della misteriosa natura della luce la quale si manifesta a noi in questi due modi completamente diversi e cioè come onda e come corpuscolo.

Per noi è sufficiente sapere che la luce appartiene a quelle stesse forme di energia a cui appartengono i campi elettromagnetici, e pertanto come quest'ultimi, essa ha una natura ondulatoria.

Mentre il campo delle onde elettromagnetiche attualmente usate per le telecomunicazioni comprende lunghezze d'onda che vanno da 10.000 metri ad alcuni millimetri, quello delle onde elettromagnetiche della luce visibile è molto ristretto e in particolare comprende lunghezze di onda che vanno da 700 $m\mu$ per il colore rosso, a 400 $m\mu$ per il colore violetto.

Oltre a queste lunghezze d'onda che a noi appaiono estremamente corte, esistono anche onde elettromagnetiche molto più corte, come per esempio, quelle dei raggi X, dei raggi γ e dei raggi cosmici. In fig. 2 è riportato schematicamente lo spettro delle onde elettromagnetiche fino ad oggi conosciute; nella stessa figura è riportato quella parte dello spettro che a noi interessa in modo particolare (spettro visibile). Da tale diagramma dedurremo interessanti conclusioni.

Mescolazione dei colori

Ogni punto dello spettro indicato in fig. 2 corrisponde ad una determinata lunghezza d'onda; ognuna di queste lunghezze d'onda viene percepita dall'occhio umano come un determinato colore. Nella bianca luce del sole sono presenti tutti i colori indicati nello spettro di fig. 2, vale a dire, tutti i colori dell'arcobaleno. La differenza fra due lunghezze d'onda continue, e quindi la differenza di colore tra due colori vicini è « infinitamente » piccola, e non

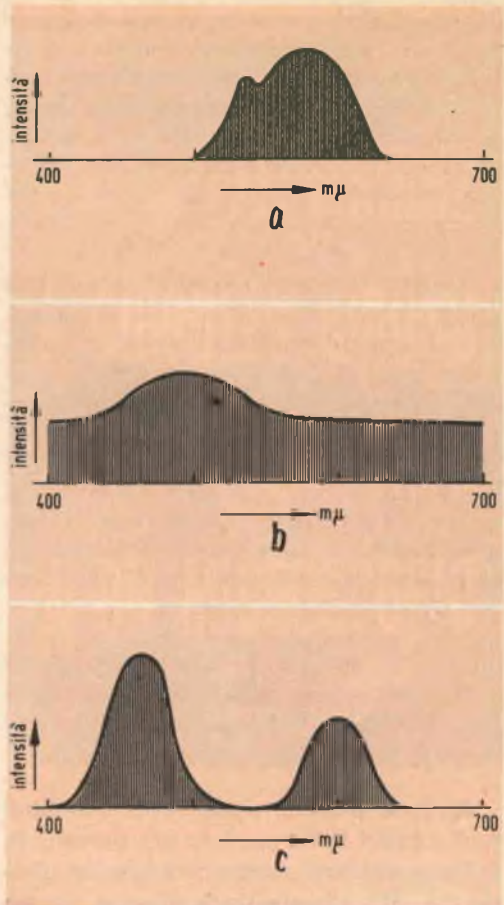


Fig. 3 - È la varia distribuzione della intensità della lunghezza d'onda che produce la sensazione di un colore diverso. a) la sensazione del colore è un verde-giallastro impuro e « non saturato »; b) la sensazione del colore è un verde-blu pallido; c) in questo caso si ha la sensazione di vedere un colore nuovo, non contenuto nello spettro, che può essere più o meno saturato.

può quindi essere percepita dall'occhio umano; ma è proprio questo numero « infinitamente » grande di lunghezze d'onda presenti nello spettro che produce quell'affascinante gradazione di colori, che va dal violetto, al blu, al verde, al giallo e al rosso. Ciascuno di questi colori viene chiamato « colore dello spettro » o spettrale; questi colori appaiono all'occhio umano come i più puri, i più luminosi, i più fortemente « saturati »; essi non possono essere riprodotti con le normali tecniche

Nota: 1 $m\mu$ = 10^{-9} mm. Per le misure delle onde elettromagnetiche molto piccole (radiazioni) viene usato anche l'Angstrom corrispondente a 0,1 $m\mu$.

di riproduzione come la stampa e la pittura; ma si riesce ad ottenerli **solo** mediante diffrazione della luce bianca attraverso un prisma, come già abbiamo visto, oppure come colore singolo nella luce emessa da gas o vapori incandescenti per esempio, le « linee gialle » dei vapori di sodio corrispondenti alle lunghezze d'onda 589,0 e 589,6 m μ .

Accanto a questi colori « spettrali » o colori saturati ottenibili soltanto in laboratorio esiste una gamma infinita di colori « non saturati », o colori mescolati; sono quelli che vediamo nella vita di ogni giorno. Essi hanno origine in quanto all'occhio umano non perviene la luce di una sola lunghezza d'onda ma quella formata in genere da un numero grandissimo di lunghezze d'onda. Al riguardo possiamo distinguere tre condizioni che si verificano più comunemente e cioè:

1) Luce formata da un gruppo più o meno esteso di lunghezze d'onda contigue (fig. 3a); ciò dà l'impressione di colori smorzati e impuri.

2) Sono presenti ugualmente distribuiti tutti i colori dello spettro, con prevalenza di un particolare gruppo di lunghezze d'onda (fig. 3b). L'impressione ricevuta è quella di un colore soffice e sbiadito.

3) Sono presenti due o più gruppi di lunghezze d'onda, distanti e separati tra di loro (fig. 3c); l'occhio ha l'impressione di vedere un unico colore che più o meno smorzato può essere presente nello spettro della luce solare oppure può trattarsi di un colore nuovo, non contenuto nello spettro solare, e cioè del cosiddetto colore porpora o magenta (un miscuglio di rosso e violetto).

La stampa a colori, la pittura, la fotografia a colori e la televisione a colori sono basate su quest'ultima condizione.

Ciò che è indicato in un modo un po' astratto nella fig. 3c non è altro che l'indicazione schematica del fenomeno noto a tutti e sfruttato alla perfezione con alto senso artistico dai grandi pittori, in base al quale mescolando due colori noi possiamo **apparentemente** produrre un altro colore differente: mescolando il giallo e il blu si ottiene il verde; da rosso e blu si ottiene il violetto; da giallo e rosso si ottiene l'arancione e così via.

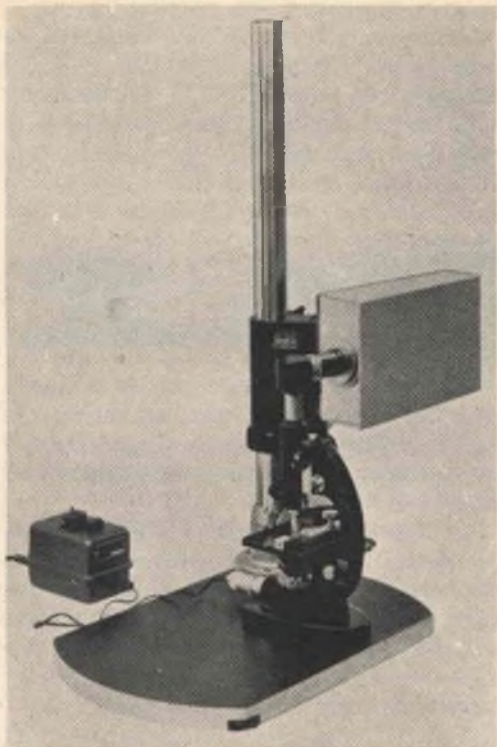
Questo sistema di mescolazione dei colori viene chiamato « mescolazione sottrattiva » dei colori e in un prossimo articolo chiariremo perchè è chiamata **sottrattiva** e non **additiva**.

(da « Farbfernseh-technik ohne Mathematik »
della biblioteca tecnica Philips)

L. C.

L'iniziale ragione sociale della Körting italiana S.R.L., prima con sede in Milano, poi in Pavia, è stata cambiata da quando le società Körting - Investiha GmbH partecipano, ciascuna con il 50%, al capitale di 160 milioni di lire.

A Milano Walter Bruch ha parlato sulla possibilità del sistema di TVC-Pal ed ha consigliato a non rinunciare alle possibilità offerte in Europa dai miglioramenti PAL apportati al sistema NTSC.



TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO ADATTATA A UN MICROSCOPIO

Il mondo del microcosmo visibile solamente per mezzo di un microscopio, è stato per lungo tempo visibile a una sola persona per volta, per le caratteristiche particolari del microscopio.

Il film e la fotografia diedero la possibilità a un numero maggiore di persone di assistere contemporaneamente ai fenomeni visibili al microscopio, sebbene indirettamente solo la televisione a circuito chiuso ha permesso la visione diretta e contemporanea del fenomeno che si svolge sul vetrino del microscopio a molte persone indipendentemente dalla loro posizione rispetto allo strumento.

La telecamera riprende l'immagine attraverso il microscopio e converte le immagini in segnali elettrici; attraverso un cavo questo segnale giunge a un ricevitore televisivo che ritrasforma il segnale elettrico in una immagine facendo apparire sullo schermo luminoso il mondo microscopico. Gli spettatori possono vedere, i movimenti dei microorganismi ripresi

dalla telecamera applicata al microscopio, stando seduti ai loro posti.

Un commentatore può contemporaneamente illustrare il fenomeno che si sta osservando sullo schermo e gli spettatori



Fig. 1 - Esempio di immagine ripresa al microscopio proiettata su schermo televisivo.



Fig. 2 - Telecamera applicata a un microscopio elettronico.

possono osservare, ascoltare e se lo desiderano prendere nota senza interrompere lo svolgimento del fenomeno.

Questo moderno mezzo di osservazione elimina la noiosa osservazione attraverso l'oculare del microscopio.

In pratica tutti i tipi di microscopi sono idonei per essere adattati alla telecamera per la ripresa in circuito chiuso; per impieghi particolari si usano adattatori speciali.

La televisione a circuito chiuso può es-

sere vantaggiosamente applicata anche al microscopio elettronico, la telecamera riprende le immagini che appaiono sullo schermo del microscopio e le trasmette sullo schermo di un ricevitore televisivo, facendole apparire più luminose e contrastate. Nello stesso tempo la proiezione sullo schermo televisivo comporta anche un notevole ingrandimento delle immagini rispetto a quelle riprese, sebbene il microscopio elettronico possa ingrandire gli oggetti in esame 200.000 volte.

Un altro vantaggio della televisione a circuito chiuso in questo campo è quello di poter vedere, per mezzo di speciali filtri ottici (ultravioletto-infrarosso) applicati al microscopio, fenomeni che l'occhio non poteva vedere.

La televisione a circuito chiuso applicata al microscopio ha innumerevoli campi di applicazione come per esempio negli ospedali, nelle università, nei centri di ricerca e nelle fabbriche dove può venire utilizzata per dimostrazioni, per ricerche di laboratorio e per altri diversi scopi.

F. Toselli



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMOELETTRICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termoioniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

LAMPEGGIATORI A TRANSISTORI

a cura di W. Ebbinge

In precedenza abbiamo accennato ai criteri di progetto che sono alla base per la realizzazione dei lampeggiatori elettronici. In questo articolo descriviamo due circuiti pratici per impieghi di un certo interesse, e cioè, un indicatore di direzione che può interessare il campo automobilistico e un lampeggiatore di uso più generale.

Il Parte

Descriveremo in questo articolo due circuiti pratici:

1) Un indicatore di direzione per una tensione di batteria di 12 V equipaggiato con due lampade incandescenti da 18 W ciascuna;

2) Un lampeggiatore di impiego generale da impiegare nelle seguenti condizioni:

a) con tensione di alimentazione da 6 V fornita da una batteria a secco e una lampada ad incandescenza da 4,9 V/0,3 A;

b) con una tensione di alimentazione di 6 V fornita da un accumulatore e una lampada ad incandescenza da 6 V/0,3 A;

c) con una tensione di alimentazione di 12 V fornita da un accumulatore e una lampada a incandescenza da 12 V/0,3 A.

Indicatore di direzione alimentato con accumulatore da 12 V e munito di due lampade da 18 W ciascuna

La frequenza di lampeggiamento dei normali indicatori di direzione è circa di un lampo al secondo.

Un valore pratico per il tempo di lampeggiamento delle lampade indicatrici è 0,25 s; il tempo di oscurità rimane pertanto 0,75 s.

In fig. 3 riportiamo uno schema elettrico provvisorio dell'indicatore. Il circuito è progettato per una tensione di batteria di 14 V, valore normale presente ai morsetti di un accumulatore da 12 V quando la macchina è in moto.

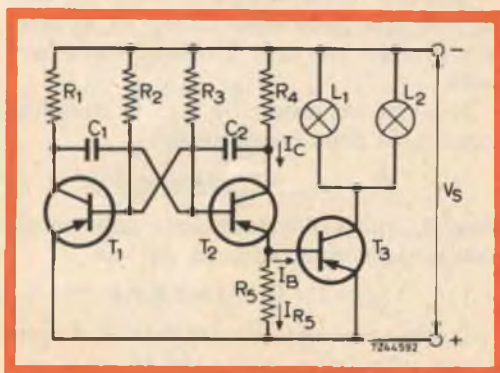
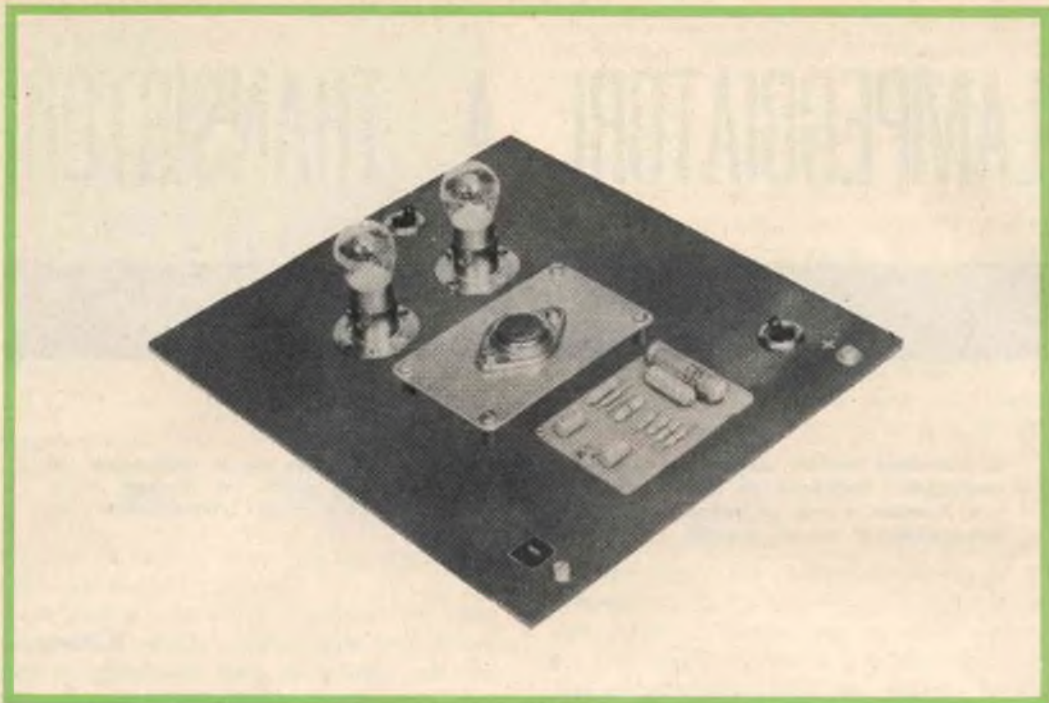


Fig. 3 - Schema elettrico di principio dell'indicatore di direzione funzionante con tensione di batteria di 12 V ed equipaggiato con due lampade indicatrici di 18 W ciascuna.



Realizzazione pratica dimostrativa dell'indicatore di direzione.

Data l'elevata potenza richiesta all'uscita (2×18 W) si è collegato al circuito multivibratore uno stadio finale (T_3).

a) Progetto dello stadio finale

Quando il transistor d'uscita T_3 conduce la sua corrente di collettore I_{C3} scorre anche attraverso il filamento della lampada.

Il valore richiesto di I_C per la completa accensione della lampada è:

$$I_{C3} = P_L / V_s$$

dove P_L indica il valore della potenza assorbita dalle due lampade per cui

$$I_{C3} = 2 \times 18 / 14 = 2,6 \text{ A}$$

Questa corrente di collettore è fornita da un transistor tipo ASZ 16 che può erogare una corrente massima I_C di 6 A.

La corrente di base di T_3 (I_{B3}) richiesta per ottenere la corrente di collettore di 2,6 A, nel caso di un transistor con più

basso valore di coefficiente di amplificazione è:

$$I_{B3 \text{ max}} = I_{C3} / h_{FE3 \text{ min}}$$

dove $h_{FE3 \text{ min}}$ indica il fattore di amplificazione h_{FE} di un transistor con coefficiente di amplificazione più basso. Un transistor tipo ASZ 16 impiegato come finale può avere un valore di $h_{FE \text{ min}}$ pari a 35. In questo caso si ha:

$$I_{B3 \text{ max}} = 2,6 / 35 \approx 0,075 \text{ A}$$

Questa corrente di base di 75 mA deve essere fornita dal circuito multivibratore, vale a dire dal transistor T_2 . Questo transistor deve fornire inoltre anche la corrente circolante in R_5 :

$$I_{C2} = I_{R5} + I_{B3}$$

Un funzionamento sicuro si ha se $I_{R5} = 25$ mA, per cui la corrente complessiva che deve fornire T_2 (I_{C2}) deve essere di 100 mA.

Il valore della resistenza di R_4 può ora essere calcolato in base a:

$$R_4 \approx V_s / I_{C2} = 14 / 0,1 = 140 \Omega$$

A R_4 venne dato il valore standard di 120Ω .

Dai dati tecnici del transistor T_3 si ricavò che con una corrente di collettore di $2,6 \text{ A}$, la tensione base-emettitore $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ per cui:

$$R_5 = V_{BE3} / I_{R5} = 0,6 / 0,025 = 24 \Omega$$

Per R_5 venne fissato il valore standard di 27Ω .

b) Dimensionamento del circuito del multivibratore

Il multivibratore è equipaggiato con due transistori tipo AC 128 aventi un fattore di amplificazione minimo di 60. Il circuito può essere facilmente dimensionato avendo sottocchio le formule ricavate nel capitolo precedente, e cioè:

R_3 si ricava dall'eq. (7)

$$R_3 / R_4 \leq h_{FE2 \text{ min}}$$

oppure

$$R_3 \leq 120 \times 60 = 7200 \Omega$$

A R_3 venne dato il valore standard di $6,8 \text{ k}\Omega$.

C_1 si ricava dall'eq. (1)

$$0,7 R_3 C_1 = t_1,$$

dove t_1 indica il tempo di non-conduzione del transistor T_2 , che, come abbiamo visto, fu scelto con valore di $0,75 \text{ sec}$. Si avrà pertanto:

$$C_1 = \frac{750 \times 10^{-3}}{0,7 \times 6800} = 158 \times 10^{-6} \text{ F} = 158 \mu\text{F}$$

Venne adottato il valore standard di $160 \mu\text{F}$.

R_1 si ricava dall'eq. (6)

$$2 R_1 C_1 \leq t_2,$$

dove t_2 indica il tempo di conduzione del

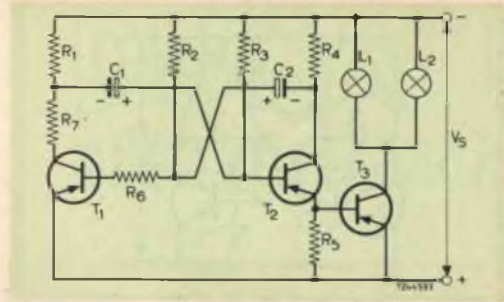


Fig. 4 - Schema elettrico pratico dell'indicatore di direzione funzionante con tensione di 12 V ed equipaggiato con due lampadine di 18 W ciascuna.

Componenti

I resistori sono tutti da $\frac{1}{4} \text{ W}$ e al $\pm 10\%$ salvo diversamente specificato.

R_1	=	680Ω
R_2	=	$39 \text{ k}\Omega$
R_3	=	$6,8 \text{ k}\Omega$
R_4	=	$120 \Omega / 1 \text{ W}$
R_5	=	27Ω
R_6	=	270Ω
R_7	=	68Ω

C_1	=	$160 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$ cond. elettrolitico
C_2	=	$10 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ cond. elettrolitico

T_1	=	AC128
T_2	=	AC128
T_3	=	ASZ16

transistore T_2 , scelto come abbiamo visto, con valore di $0,25 \text{ sec}$. Avremo pertanto:

$$R_1 \leq \frac{250 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 160 \cdot 10^{-6}} = 780 \Omega$$

Venne scelto il valore standard di 680Ω .

R_2 si ricava dall'eq. (3)

$$R_2 / R_1 \leq h_{FE1 \text{ min}}$$

$$R_2 \leq 680 \times 60 = 40800 \Omega$$

Venne scelto il valore standard di $39 \text{ k}\Omega$.

C_2 si ricava dall'eq. (5)

$$0,7 R_2 C_2 = t_2$$

$$C_2 = \frac{250 \times 10^{-3}}{0,7 \times 39 \times 10^3} = 9,2 \times 10^{-6} \text{ F} = 9,2 \mu\text{F}$$

Venne scelto il valore standard di $10 \mu\text{F}$.

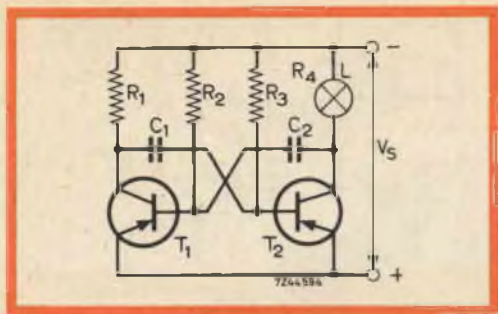


Fig. 5 - Schema elettrico di principio del lampeggiatore.

Ora che abbiamo calcolato i valori di tutti i componenti non ci rimane che accertarci se le correnti di base di T_1 e T_2 si mantengono al di sotto del massimo valore ammissibile.

La corrente di base di T_1 si ricava dall'eq. (4)

$$I_{B1 \max} = V_S/R_4 + V_S/R_2$$

$$= \frac{14}{120} + \frac{14}{39 \cdot 10^3} \approx 0,12 \text{ A}$$

Il valore massimo ammissibile è 40 mA. La corrente di base può essere ridotta incorporando nel circuito di base il resistore R_s . Il valore di questo resistore si calcola in base alla relazione:

$$R_s \geq \frac{V_S}{I_{B1 \max}} - R_4$$

$$R_s \geq \frac{14}{40 \cdot 10^{-3}} - 120 = 230 \Omega$$

Venne scelto il valore di 270 Ω .

Controllo dell'eq. (2)

Per l'inserimento di R_s si richiede soltanto che venga soddisfatta l'eq. (2), dato che ora la nuova condizione è data da:

$$2(R_4 + R_1)C_2 \leq t_1$$

Il valore del membro a sinistra dell'equazione è:

$$2(120 + 270) 10 \times 10^{-6} = 7,8 \times 10^{-3}$$

e

$$t_1 = 750 \cdot 10^{-3}$$

per cui l'equazione (2) è soddisfatta.

La corrente di base di T_2 si calcola dall'equazione (8)

$$I_{B2 \max} = V_S/R_3 + V_S/R_1$$

$$= \frac{14}{6800} + \frac{14}{680} \approx 0,021 \text{ A}$$

Questo valore, come si vede, è inferiore a quello ammissibile di 40 mA.

I condensatori C_1 e C_2

I valori di capacità di 160 μF e di 10 μF richiedono rispettivamente per C_1 e C_2 l'impiego di condensatori elettrolitici. Si dovrà fare attenzione a collegare questi condensatori con la polarità esatta.

Infatti, data la frequenza dello stadio finale, la tensione di base richiesta per portare in conduzione il transistor T_2 bloccato può essere negativa rispetto alla tensione di collettore (tensione al ginocchio della curva) del transistor conduttore, T_1 (in saturazione). Inserendo un resistore aggiuntivo del valore di 68 Ω nel circuito di collettore del transistor T_1 , questo rischio è evitato. L'influenza di questo resistore sul funzionamento del circuito è trascurabile.

In fig. 4 riportiamo lo schema pratico del circuito.

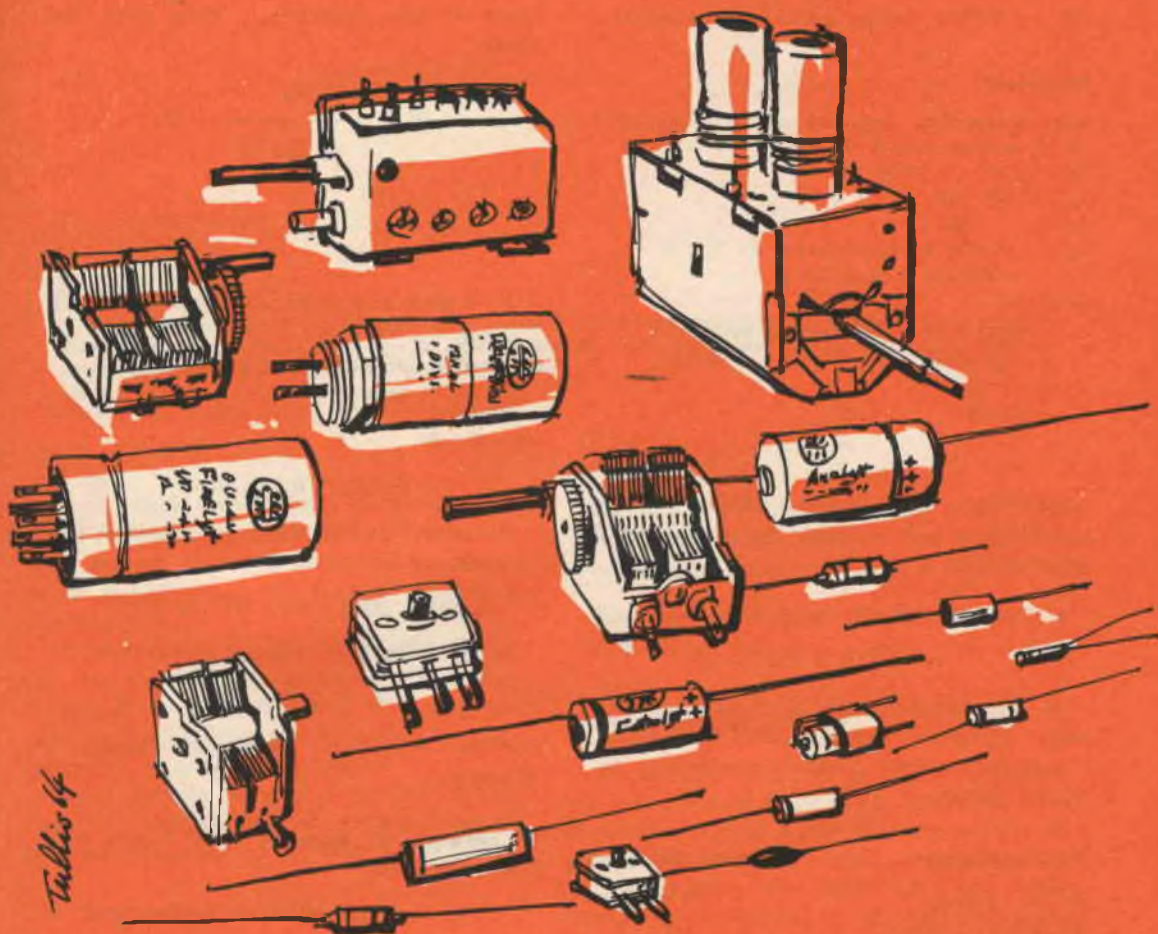
Lampeggiatore per impieghi generali

Questo circuito è stato progettato per una frequenza di lampeggiamento di due lampi al secondo e un tempo di accensione (t_2) della lampada incandescente pari a 250 msec. Il tempo di oscurità (t_1) sarà pertanto 250 msec. In fig. 5 è riportato lo schema elettrico di principio. Come il circuito multivibratore di fig. 4 anche questo circuito è equipaggiato con due transistori AC128.

Per tutti e tre gli impieghi, la corrente di collettore richiesta è 300 mA. Il circuito

DUCATI ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione



DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.

BOLOGNA - BORGO PANIGALE - Casella Post. 588

Telegrammi e Telescrivente: Telex 51.042 Ducati

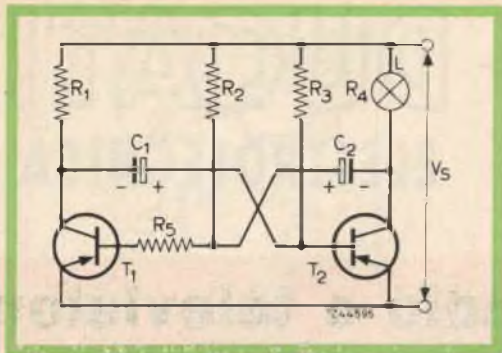


Fig. 6 - Schema elettrico pratico del lampeggiatore.

Componenti

Salvo diversamente specificato tutti i resistori sono da $\frac{1}{4}$ W e al $\pm 10\%$

$$R_1 = 470 \ \Omega \ \frac{1}{2} \text{ W}$$

$$R_2 = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \text{Lampada ad incandescenza } 4,9 \text{ V}/0,3\text{A} \\ 6 \text{ V}/0,3 \text{ A} \text{ o } 12 \text{ V}/0,3 \text{ A}$$

$$R_5 = 330 \ \Omega$$

$$C_1 = 250 \ \mu\text{F}/25 \text{ V, condensatore elettrolitico}$$

$$C_2 = 2,5 \ \mu\text{F}/25 \text{ V, condensatore elettrolitico}$$

$$T_1 = \text{AC128}$$

$$T_2 = \text{AC128}$$

quindi deve essere dimensionato per un dato valore del resistore R_4 alla tensione di 6 V, vale a dire:

$$R_4 = V_s / I_{C2} \\ = 6 / 0,3 = 20 \ \Omega$$

Il dimensionamento di questo circuito segue la stessa linea di quello precedente. I vari componenti avranno pertanto i seguenti valori.

Valori calcolati

$$R_3 = 1200 \ \Omega$$

$$C_1 = 290 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$R_1 = 500 \ \Omega$$

$$R_2 = 28 \ 100 \ \Omega$$

$$C_2 = 13,2 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Valori standard

$$1,2 \text{ k}\Omega$$

$$250 \ \mu\text{F}$$

$$470 \ \Omega$$

$$27 \text{ k}\Omega$$

$$12,5 \ \mu\text{F}$$

Il valore massimo delle correnti di base di T_1 e T_2 si ha con 12 V di tensione di alimentazione.

Si calcolano nel modo seguente:

La corrente di base di T_1 si ricava dall'equazione (4)

$$I_{B1 \text{ max}} = V_s / R_4 + V_s / R_2 \\ = \frac{12}{20} + \frac{12}{27 \times 10^3} \approx 0,6 \text{ A.}$$

Il valore massimo ammissibile è 40 mA. Anche in questo caso la corrente di base è stata ridotta inserendo il resistore R_5 nel circuito di base. Il valore di questo resistore è stato calcolato in base alla relazione:

$$R_5 \geq \frac{V_s}{I_{B1 \text{ max}}} - R_4 \\ \geq \frac{14}{40 \times 10^{-3}} - 20 = 280 \ \Omega$$

A R_5 è stato assegnato il valore di 330 Ω .

Controllo dell'equazione (2)

Quanto all'eq. (2) la nuova condizione imposta è:

$$2 (R_4 + R_5) C_2 \leq t_1$$

Il valore del membro di sinistra dell'equazione è:

$$2 (20 + 330) 12,5 \times 10^{-6} \approx 9,10^{-3}$$

e

$$t_1 = 250 \times 10^{-3}$$

per cui l'equazione (2) risulta soddisfatta in pieno.

La corrente di base di T_2 si ricava dall'equazione (8)

$$I_{B2 \text{ max}} = V_s / R_3 + V_s / R_1 \\ = \frac{12}{1200} + \frac{12}{470} \approx 0,036 \text{ A.}$$

Questo valore è inferiore a quello ammissibile di 40 mA.

L. C.

(Da "Application Information")

CONVERTITORE A TRANSISTORI

225 W

CC

Il lettore ben si ricorderà della serie di interessanti convertitori da noi descritti qualche tempo fa. Con il presente vogliamo riprendere la pubblicazione di alcuni tipi di convertitori che, grazie all'attuale disponibilità di transistori di potenza, possono dare « potenze di uscita » considerevoli e consentire quindi un più vasto impiego.

Questo convertitore di elevata potenza è stato progettato per essere accoppiato ad un apparato trasmittente funzionante a batterie o ad apparati mobili o d'emergenza.

Il convertitore è particolarmente adatto per apparecchiature comprendenti amplificatori RF di potenza e per altre applicazioni che richiedono potenza elevata e dimensioni relativamente ridotte.

Nella tabella 2 sono riportati alcuni tipi di valvole trasmittenti Philips che possono essere usate con questo convertitore.

Dati caratteristici del circuito

Tensione di ingresso nominale	24 V
Tensione di ingresso massima	28 V
Tensione di uscita nominale	800 V
Potenza:	
In funzionamento intermittente	225 W
In funzionamento continuo	160 W

Alternata residua a pieno carico	0,8 V
Rendimento totale	85%
Frequenza di funzionamento	350 Hz

Per avere maggiori dettagli, vedere le curve di fig. 4.

Descrizione del circuito

Lo schema riportato in fig. 1 funziona sul principio di un circuito push-pull con accoppiamento a trasformatore; esso è in grado di fornire i valori di potenza di uscita suddetti con transistori non selezionati in un campo di temperatura compreso tra -5°C e $+55^{\circ}\text{C}$. La potenza di uscita di picco è dovuta all'elevato valore della corrente di picco (22 A) di emettitore dei transistori usati (ADZ 12).

Nel circuito si trova incorporato un apparato di protezione per eventuali sovraccarichi, i circuiti di base sono controllati dalle resistenze R_1 , R_2 ed R_3 in modo tale

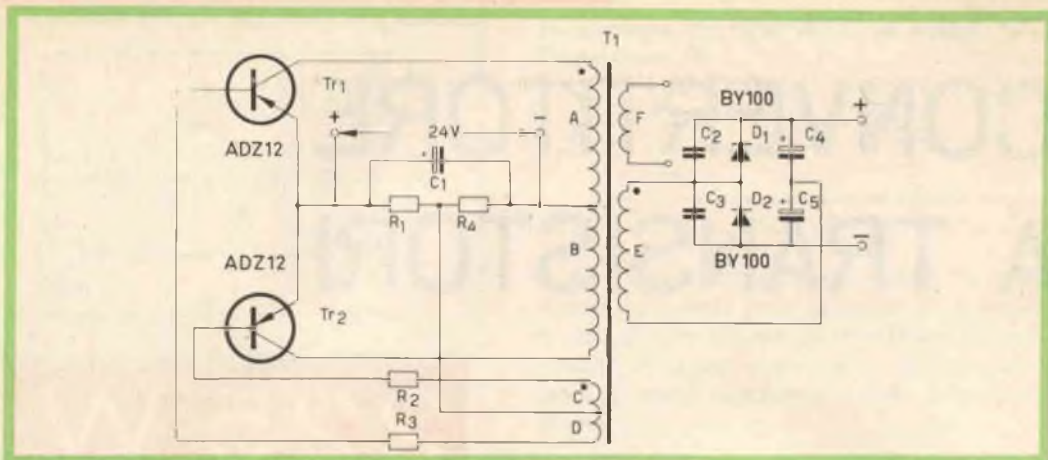


Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore da 225 W.

che in presenza di un sovraccarico, la potenza di uscita viene ridotta facendo cessare le oscillazioni e proteggendo temporaneamente i transistori e gli altri componenti.

Si deve notare che sebbene il convertitore funzioni anche con variazioni della tensione dell'accumulatore, la V_{CE} richiesta dai transistori di commutazione sarà superiore se la tensione di alimentazione supera i 28 V.

Si può collegare a massa sia il positivo che il negativo dell'alimentazione purché i transistori ADZ 12 siano montati con rondelle di mica per isolarli elettricamente dalla loro aletta di raffreddamento.

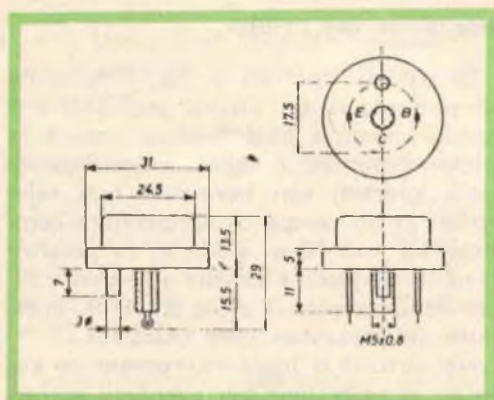


Fig. 2 - Dati d'ingombro del transistor ADZ 12; le dimensioni sono in mm.

Note di progetto

a) Per ridurre al minimo lo spazio dell'avvolgimento richiesto di solito dal secondario del trasformatore, si è preferito usare un circuito duplicatore di tensione. L'adozione di tale circuito è molto importante dal punto di vista pratico per le tensioni elevate richieste.

b) La frequenza ottima di funzionamento è di 350 Hz. A questa frequenza la corrente di dispersione, le perdite di isteresi e residue del trasformatore sono relativamente piccole; si riducono anche gli effetti di carica dei diodi rettificatori, che potrebbero produrre effetti nocivi sulle forme d'onda del transistor di controreazione.

c) Le distanze tra i fili del primario del trasformatore sono state scelte in modo da soddisfare il valore richiesto di potenza in funzionamento continuo, valore che è pari a $3/4$ del valore di picco.

Cambiando i valori di alcuni fattori come la potenza in funzionamento continuo e la frequenza di funzionamento si possono raggiungere risultati di compromesso.

d) Per la costruzione del trasformatore si è usato un materiale avente un ciclo d'isteresi di forma quadrata, un'alta densità di flusso di saturazione e basse perdite di isteresi alla frequenza usata.

La costruzione del nucleo ad anello è stata attuata avendo cura di avere una

TABELLA I

Dati per l'avvolgimento del trasformatore

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro filo rame smaltato (mm)	Ordine d'avvolgimento
A	72	1,45	2
B	72	1,45	2
C	40	0,51	3
D	40	0,51	3
E	vedere tabella 2	0,36	1
F	6,3 V 3,6 A	1,45	4

bassa reattanza di fuga, un buon accoppiamento e dimensioni ridotte.

Costruzione del trasformatore ad anello

La tecnica di avvolgimento del nucleo ad anello differisce da quella usata per la maggior parte degli altri trasformatori in quanto l'alta tensione del secondario, con il suo grande numero di spire è di solito avvolto per primo, seguito dagli avvolgimenti di collettore e di base, i quali dovrebbero essere avvolti in bifilare.

La ragione di questa successione degli avvolgimenti è dovuta al fatto che gli avvolgimenti di collettore e di base, che consistono in poche spire di filo distanziato, possono essere avvolti facilmente a mano.

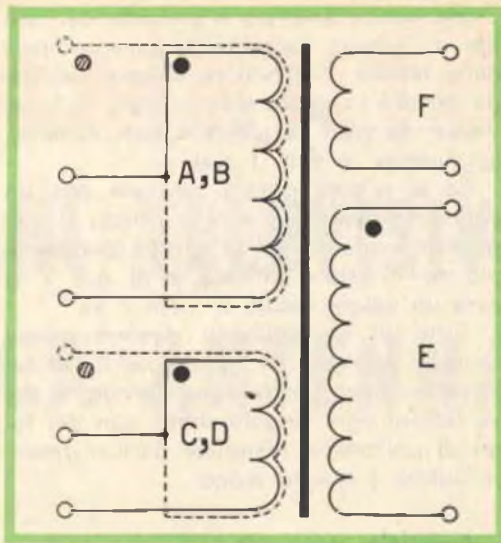


Fig. 3 - Sistema di avvolgimento del trasformatore.

Il nucleo ad anello è posto dal costruttore in un involucro di plastica modellato secondo le spire.

I dettagli della costruzione del trasformatore ad anello sono illustrati in fig. 3.

Avvolgimenti aggiuntivi

Il trasformatore è stato progettato prevedendo uno spazio adeguato in modo da poter aggiungere altri avvolgimenti per tensioni più basse per eventuali filamenti e griglie schermo.

L'avvolgimento F per il filamento può

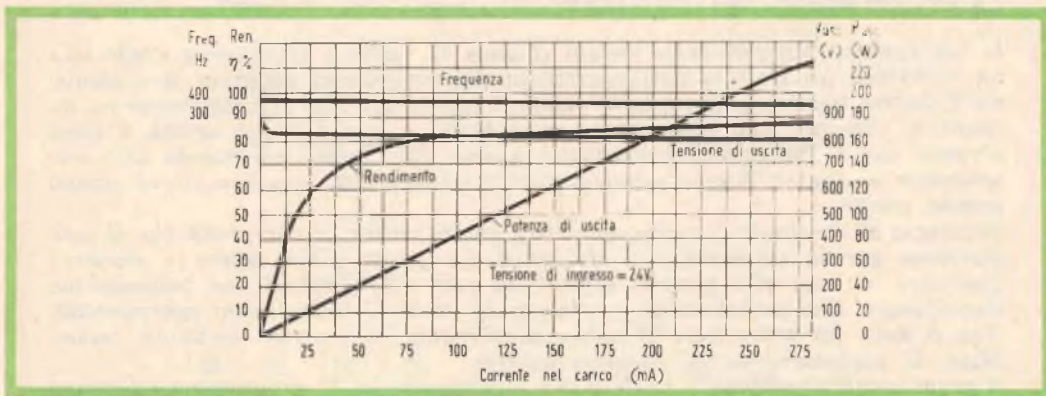


Fig. 4 - Curve caratteristiche del convertitore da 225 W.

anche venire adattato a secondo dei vari tipi di valvole trasmettenti come indicato nella tabella 2. Il valore efficace dell'ondata quadra in uscita (per esempio 0,5 del valore da picco a picco) è naturalmente, applicabile in tutti i casi.

Se si misura questa tensione con un voltmetro che rileva i valori medi, si leggerà un aumento dell'11% circa (per esempio se il valore efficace è di 6,3 V si avrà un valore medio di circa 7 V).

Tutti gli avvolgimenti devono essere isolati e nel caso gli avvolgimenti del secondario siano per tensioni elevate, si deve isolare ogni singolo strato, con dei fogli di poliestere, materiale particolarmente adatto a questo scopo.

Materiale occorrente

Tr_1, Tr_2^* = ADZ 12 (montati con rondella isolante)

D_1, D_2 = BY 100

R_1 = 10 Ω ; 10 W

R_2, R_3 = 10 Ω ; 5,5 W

R_4 = 1 k Ω ; 1,5 W

C_1 = 64 μ F, 40 V elettrolitico

C_2, C_3 = 0,0022 μ F, 700 V polistirene

C_4, C_5 = 100 μ F, 500 V elettrolitico

T_1 = vedere testo

* I transistori sono montati verticalmente su una aletta di raffreddamento di

TABELLA II

Dati dell'avvolgimento di alta tensione in relazione ad alcune valvole trasmettenti.

Tubo	Tensione richiesta (V)	N° spire avvolgimento E (ved. tab. I)
QE 05/40	600	990
QQE 06/40	750	1230
	600	990
QEL 1/150	800	1310
	750	1230
	600	990
YL 1060	750	1230
YL 1070	800	1310
YL 1071	800	1310
YL 1100 e YL 1101	900	1470
	700	1150
4C X 250 B	500	830

rame annerito avente una superficie di 11 cm².

Tutte le resistenze hanno una tolleranza di \pm 10%.

(Da « Miniwatt Digest »)

F. T.

LA STEREOFONIA NEI COMMENTI DELLA RIVISTA TEDESCA « HOR ZU »

In un recente numero della rivista tedesca di radio e televisione « Hör zu » un editoriale ha trattato dell'importanza dei programmi radio in stereofonia. « L'industria tedesca di apparecchi radio, presente alla Fiera di Hannover ha dimostrato che cos'è una trasmissione stereofonica e qual è la sua utilità. È stato provato che i programmi stereofonici hanno dato largo incremento alle trasmissioni, in quanto hanno permesso agli ascoltatori di accedere ad un nuovo mondo sonoro.

Centinaia di domande ci pervengono dai nostri lettori, il che prova che il loro interesse per la stereofonia è crescente. La gente vuole sapere e desidera giudicare in base alla propria esperienza cosa è in pratica una trasmissione stereofonica. Era quindi tempo che avessero inizio le trasmissioni sperimentali. Non si deve far trascorrere il tempo inutilmente ma occorre un'azione immediata. E' necessario quindi decidere subito.

Il programma stereofonico è molto più importante del 3° programma televisivo dato che non siamo capaci di presentare due programmi TV che rispondano veramente ai desideri dei telespettatori. Le trasmissioni stereofoniche invece stanno guadagnando terreno ».

COLLEGAMENTO DI APPARECCHI TELEVISIVI AD UNA UNICA ANTENNA

Parte II

Sistema d'antenna collettivo adatto a più canali televisivi

La fig. 8 illustra, il circuito teorico di un sistema a più canali. Siccome alcuni trasmettitori possono essere situati a distanze maggiori dall'antenna ricevente rispetto ad altri, è necessario accertarsi se

è necessario includere nell'impianto un amplificatore d'antenna. Questa considerazione dovrebbe essere basata su un segnale d'antenna minimo di $100 \mu\text{V}$ allo scopo di evitare un rapporto segnale-disturbo troppo basso, il segnale di rumore all'ingresso del ricevitore è la somma del rumore d'antenna, che viene ampli-

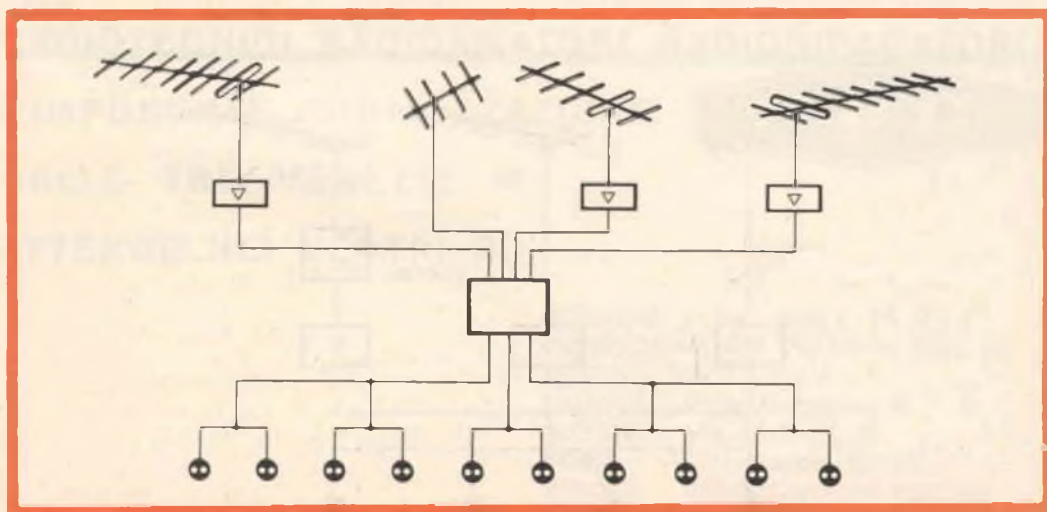


Fig. 8 - Schema teorico di un sistema d'antenna collettivo adatto a più canali.

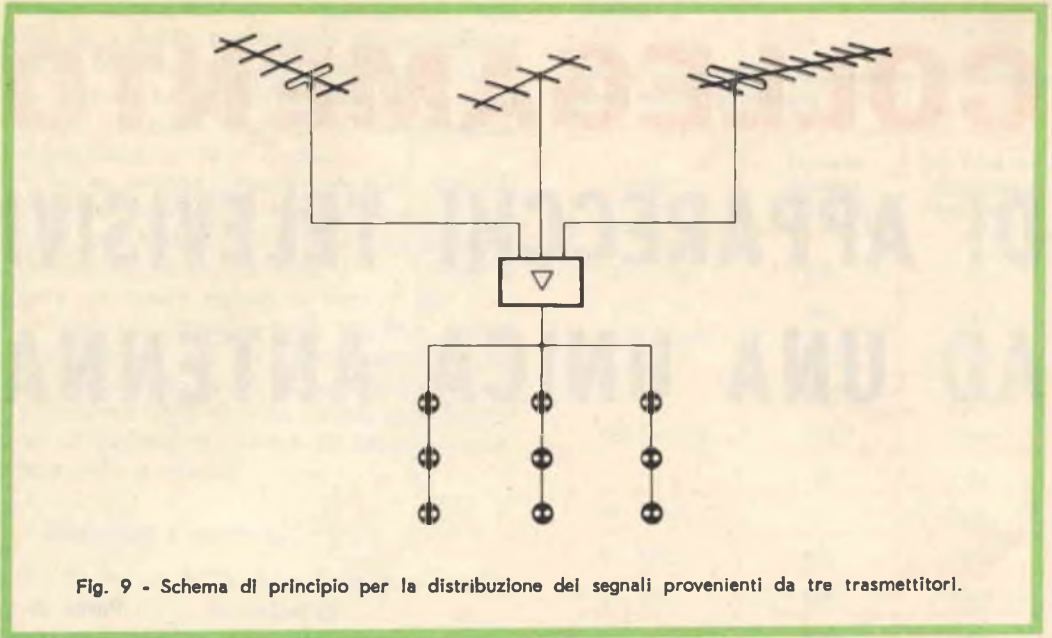


Fig. 9 - Schema di principio per la distribuzione dei segnali provenienti da tre trasmettitori.

ficato in proporzione con il segnale d'antenna, e il rumore prodotto dall'amplificatore.

Se si chiama il rapporto segnale-disturbo dell'amplificatore d'antenna con S/r , il rapporto all'uscita dell'amplificatore sarà:

$$\frac{nS}{nr + r_e}$$

dove r_e è il rumore prodotto dall'amplificatore stesso.

L'amplificatore amplifica sia il segnale che il rumore d'antenna n volte.

Le figg. 9 e 10 mostrano i circuiti adatti per la distribuzione dei segnali provenienti da tre trasmettitori. L'apparato di fig. 10 è adatto anche per la ricezione della banda IV. Il rispettivo canale deve venire perciò trasformato in un canale

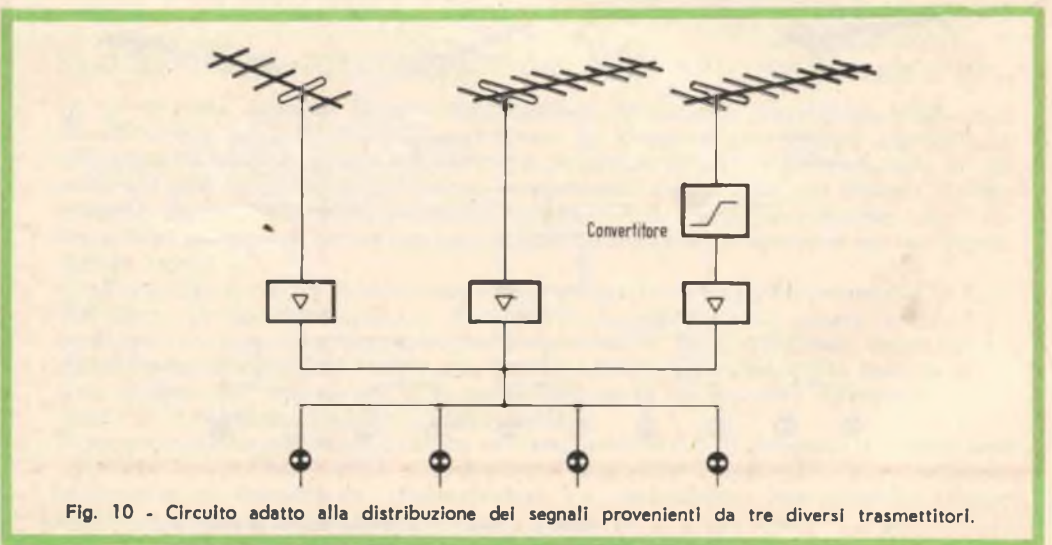


Fig. 10 - Circuito adatto alla distribuzione dei segnali provenienti da tre diversi trasmettitori.



RADIOTECNICI RADIOAMATORI RADIORIPARATORI
L'IMPONENTE ORGANIZZAZIONE
DELLE TRE VENEZIE VI
ATTENDE NEI CENTRI DI:



BOLZANO - Via Orazio, 25/G
CONEGLIANO V. - Via Marco Polo, 6
MESTRE - Via Torino, 1
PADOVA - Porte Contarine, 8
ROVIGO - Via Umberto I
UDINE - Via Marangoni 87/89
VERONA - Vicolo Cieco del Parigino, 13
VICENZA - Via Mure Porta Nuova, 8
PORDENONE - P.zza Duca d'Aosta



GARANZIA



QUALITÀ



PREZZO



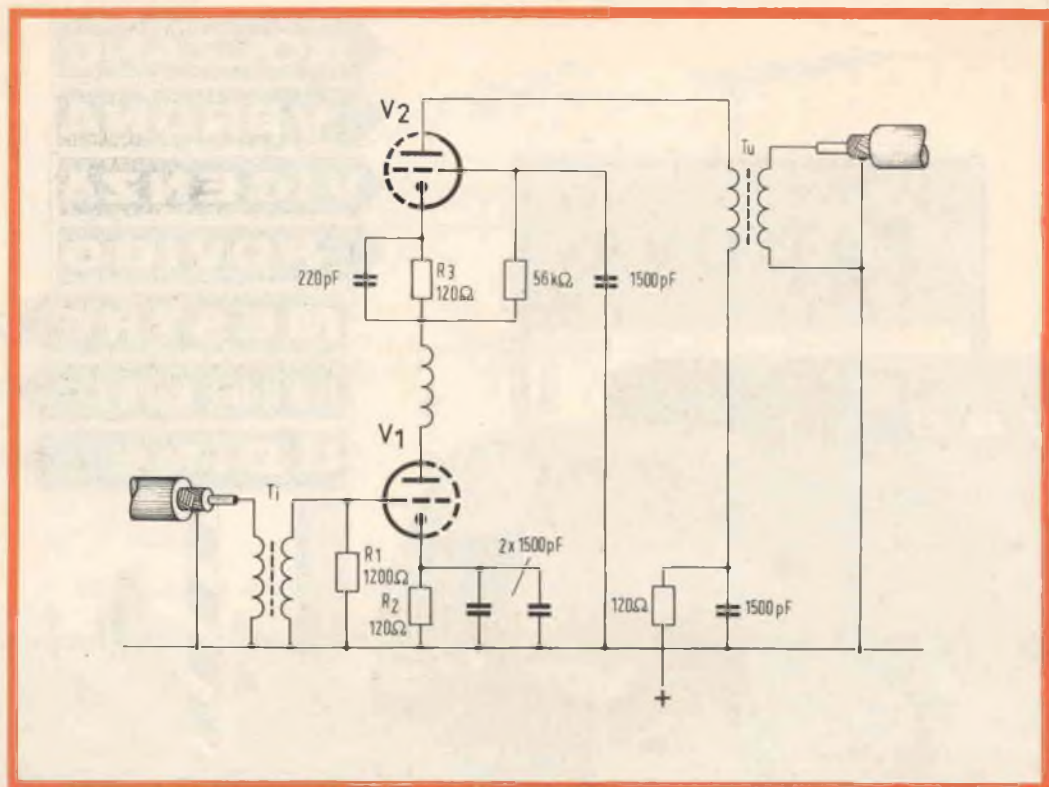


Fig. 11 - Schema elettrico di un amplificatore d'antenna.

libero nella banda I. Inutile dire che gli alimentatori di tali sistemi d'antenna sono in linea di massima progettati tutti allo stesso modo, differenziandosi l'uno dall'altro solo in qualche particolare a seconda del tipo di impianto che deve alimentare.

L'amplificatore d'antenna.

In precedenza parlando dei sistemi d'antenna collettiva si è accennato alla necessità di amplificare il segnale d'antenna prima di passare al sistema di distribuzione. L'amplificazione generata da tali amplificatori non supera il valore di 2 o 4 volte.

Le caratteristiche richieste a questi amplificatori sono: curva di risposta lineare per una estesa gamma di frequenze e

basso rumore. In figura 11 è illustrato un circuito tipico di amplificatore.

Per questo circuito si è usato il doppio triodo a basso rumore ECC 84 funzionante in circuito cascode.

L'ingresso dell'amplificatore è asimmetrico e viene smorzato con la resistenza R_1 ; la capacità fra griglia e catodo della valvola V_1 serve per accordare il secondario del trasformatore d'ingresso; la corrente continua passa attraverso ad entrambi i triodi, essendo determinata da R_2 per V_1 e da R_3 per V_2 .

Come si può vedere dal circuito, il carico anodico di V_1 è formato in effetti dalla resistenza interna del triodo V_2 che è circa uguale all'inverso della conduttanza mutua di questa valvola ($R_{i V_1} = 1/S$).

Il fattore di amplificazione che si può ottenere da una valvola è uguale al prodotto della conduttanza mutua col carico

ANCHE IN ITALIA!

IN UNA CONFEZIONE DI CLASSE
NASTRI MAGNETICI
 INDEFORMABILI A DOPPIA DURATA



"Pydurtrop"

"Professional"



stabilità assoluta - massima flessibilità

non logora le testine magnetiche

	Art.	Ø Bobina		m	Prezzo List. Lit.
		Pollici	mm		
NORMAL	S/625	3"	78	85	640
	S/625-1	3 1/2"	85	100	800
	S/625-2	4"	100	110	960
	S/628	5"	127	180	1.400
	S/628-1	5 3/4"	147	250	1.900
	S/631	7"	178	360	2.650
LONG PLAYING	S/626	3"	78	120	950
	S/626-1	3 1/2"	85	150	1.150
	S/626-2	4"	100	180	1.480
	S/629	5"	127	270	2.100
	S/629-1	5 3/4"	147	360	2.800
	S/632	7"	178	540	3.900
EXTRA PLAYING	S/627	3"	78	150	1.500
	S/627-1	3 1/2"	85	180	1.750
	S/627-2	4"	100	230	2.250
	S/630	5"	127	360	3.450
	S/630-1	5 3/4"	147	420	4.100
	S/633	7"	178	720	6.800

anodico, così nel nostro caso il guadagno dato dal triodo V_1 è $S \times 1/S$.

Il triodo V_2 è controllato dalla tensione che passa attraverso la resistenza d'ingresso su questo triodo; questa tensione è amplificata da V_2 , quindi passa attraverso il trasformatore d'uscita al cavo coassiale d'uscita.

Siccome la griglia di V_2 è collegata a massa, la tensione attraverso il circuito anodico di V_2 non può essere rimandata all'ingresso (reazione) e il circuito resta perciò stabile.

L'impedenza d'ingresso di questo circuito è uguale a quella di un circuito con catodo a massa mentre la stabilità è equivalente a quella di un circuito con griglia a massa.

Anche se si impiegano due triodi, il rumore di fondo non supera quello provocato da un triodo solo; per resistenza di polarizzazione di V_2 si usa la resistenza interna di V_1 , quindi la corrente di rumore in V_2 è piccola. Quando si impiega la corrente di reazione, il guadagno viene ridotto di un valore pari a $1/1 + S + R_k$, dove R_k è la resistenza di disaccoppiamento del triodo V_2 . Nel nostro caso $R_k = R_1$ della sezione V_1 , così il guadagno dovuto a V_2 è minore di $1/1 + S + R_{iv1}$.

Usando la valvola PCC84 il guadagno è circa uguale a 7.

DATI RELATIVI ALLE ANTENNE YAGI

1) Dipolo ripiegato con riflettore

lunghezza del dipolo	$k \times \lambda/2$
lunghezza del riflettore	$1,05 k \times \lambda/2$
distanza fra dipolo e riflettore	$0,23 \lambda$
resistenza dell'antenna	240Ω
guadagno dell'antenna	5 dB

2) Dipolo ripiegato con riflettore e direttore

lunghezza del dipolo	$k \times \lambda/2$
lunghezza del riflettore	$1,05 k \times \lambda/2$
lunghezza del direttore	$0,95 k \times \lambda/2$
distanza fra dipolo e direttore	$0,1 \lambda$
distanza fra dipolo e riflettore	$0,23 \lambda$
resistenza dell'antenna	100Ω
guadagno dell'antenna	7 dB

3) Dipolo ripiegato con riflettore e due direttori

lunghezza del dipolo	$k \times \lambda/2$
lunghezza del riflettore	$1,05 k \times \lambda/2$
lunghezza del 1° direttore	$0,95 k \times \lambda/2$
lunghezza del 2° direttore	$0,93 k \times \lambda/2$
distanza fra dipolo e riflettore	$0,23 \lambda$
distanza fra dipolo e il 1° direttore	$0,1 \lambda$
distanza fra il 1° e il 2° direttore	$0,1 \lambda$
resistenza dell'antenna	16Ω
guadagno dell'antenna	11 dB

SGUARDO SUI SISTEMI TELEVISIVI

Sistema	C.C.I.R. 625-righe	Inghilterra	Francia	O.I.R. ¹⁾	R.T.M.A. ²⁾
Numero di righe	625	405	819	625	525
Larghezza di banda (MHz) . . .	5	3	104	6	4
Larghezza del canale (MHz) . .	7	5	14	8	6
Frequenza di quadro	25	25	25	25	30
Modulazione video	negativa	positiva	positiva	negativa	negativa
Modulazione audio	M.F.	M.A	M.A.	M.F.	M.F.
Simbolo del canale	E	B	F	ER	A

¹⁾ Sistema impiegato nei paesi dell'Europa orientale (U.R.S.S., Germania orient., Polonia, Cecoslovacchia).

²⁾ Sistema usato negli U.S.A. e nella maggior parte dei paesi dove la frequenza è di 60 Hz.

F. T.

AMPLIFICATORE A TRANSISTORI

10 W

Sappiamo quanto stia a cuore ai nostri lettori, la realizzazione di amplificatori B.F. a transistori di alta qualità, per questo non perdiamo nessuna occasione per presentare alla loro attenzione sempre nuove interessanti realizzazioni. Come il lettore avrà potuto notare, in questi ultimi tempi ci siamo limitati a pubblicare solo amplificatori B.F. a « simmetria complementare » che, com'è noto, non necessitano del trasformatore di uscita.

Si descrive un amplificatore di alta qualità, equipaggiato a transistori, atto a fornire una potenza di uscita di 10 W.

Il circuito è formato da uno stadio di uscita in push-pull equipaggiato con una coppia di transistori 2-AD139 opportunamente selezionati, montati in circuito single-ended. Lo stadio finale viene pilotato da uno stadio formato da una coppia di transistori complementari AC127/132; di conseguenza per la realizzazione dell'amplificatore non è necessario l'impiego di alcun trasformatore. L'eliminazione dei trasformatori ha portato a una diminuzione delle dimensioni, del peso e della distorsione e a un aumento della gamma di frequenze.

La tensione collettore emettitore di ciascun transistore di uscita è massima durante il periodo di non conduzione ed è uguale alla tensione di alimentazione, mentre in un circuito push-pull convenzionale la tensione massima collettore-emettitore occorrente è doppia della tensione di alimentazione.

Scegliendo i transistori in modo da farli funzionare al valore massimo ammissibile della tensione collettore-emettitore, uno stadio finale single-ended in controfase può essere alimentato da una tensione di alimentazione di valore doppio di quella usa-

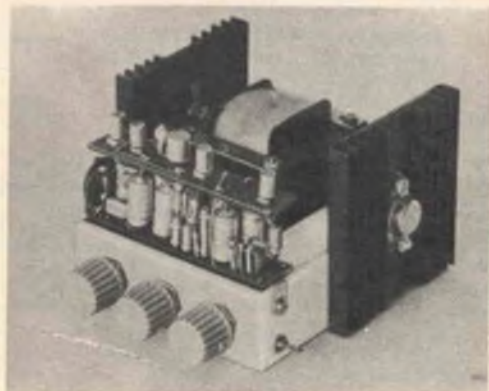


Fig. 1 - Realizzazione pratica dell'amplificatore da 10 W.

ta in un circuito controfase convenzionale. Per uno stesso valore di potenza di uscita la corrente di assorbimento viene così dimezzata. Tuttavia, negli amplificatori single-ended in controfase viene usato un trasformatore pilota con gli avvolgimenti del secondario separati e ogni transistor finale deve essere provvisto di una resistenza di adattamento nel circuito di base.

Per eliminare il trasformatore pilota si è impiegata la coppia dei transistori complementari AC127/132 di tipo n-p-n/p-n-p. Essi portano una ulteriore riduzione delle dimensioni e del peso dell'apparecchio, aumentando nello stesso tempo la risposta in frequenza e riducendo la distorsione.

Una coppia di transistori complementari può venire usata direttamente in uno stadio finale di un amplificatore single-ended in controfase, ma anche facendo lavorare i transistori con una tensione di alimentazione massima (massima tensione collettore-emettitore), si ottiene una potenza di uscita limitata a circa 1 W. Per ottenere dei valori di potenza d'uscita maggiori si può pilotare, con la coppia di transistori complementari una coppia di transistori di potenza, come si può vedere dallo schema di principio riportato in fig. 2; ogni transistor finale e il corrispondente pilota è accoppiato in corrente continua.

L'amplificatore descritto ha come principali caratteristiche bassa distorsione e una buona risposta in frequenza, inoltre l'assenza di trasformatori permette di mon-

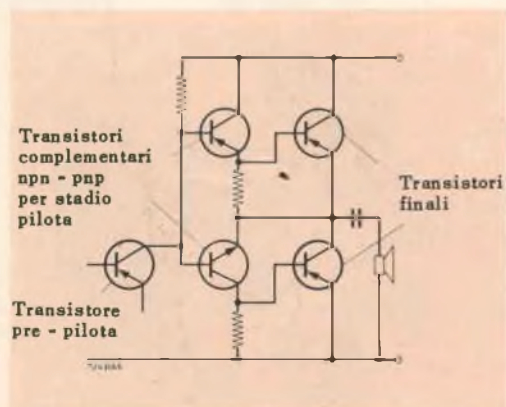


Fig. 2 - Circuito di principio dell'amplificatore con stadio finale single-ended in controfase.

tere il circuito in modo molto compatto. In fig. 1 è riprodotto il modello di laboratorio dell'amplificatore da 10 W illustrato in fig. 3.

Nel circuito viene montato un diodo BA114 per la stabilizzazione, alle variazioni nella tensione di alimentazione, della corrente di riposo. Un termistore, montato sul dissipatore di calore del transistor finale con dissipazione maggiore, stabilizza le correnti di riposo alle variazioni di temperatura.

A causa dell'alto guadagno di tensione dello stadio che precede lo stadio pilota, si è usato un transistor di alta frequenza (AF118), in quanto i transistori di alta frequenza hanno una capacità di reazione e una conduttanza di uscita minore rispetto ai transistori di bassa frequenza.

L'altoparlante è collegato fra gli emettitori dei transistori finali per le seguenti ragioni:

1) Per permettere una tensione collettore-emettitore superiore a 32 V per il transistor AD139 usato nel circuito (resistenza d'ingresso $\approx 68 \Omega$, temperatura alla giunzione massima = 100°C).

2) Per prevenire il formarsi di una reazione negativa nelle resistenze di emettitore dei transistori finali.

La tensione di alimentazione, per il circuito di fig. 3, è ricavata da un raddrizzatore al selenio.

Nota: l'uscita dell'amplificatore non deve mai essere posta in corto circuito, perchè i transistori si danneggerebbero.

Amplificatore « single-ended » in controfase da 10 W di uscita con stadio pilota a transistori complementari

In fig. 3 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore di alta qualità con potenza di uscita di 10 W; esso può essere collegato a un fonorivelatore a cristallo, a un registratore o a un radiricevitore. L'amplificatore è equipaggiato con un circuito di controllo di tono che può esaltare o attenuare sia le note basse che le acute.

Ogni transistor finale deve essere montato su un dissipatore di calore di allumi-

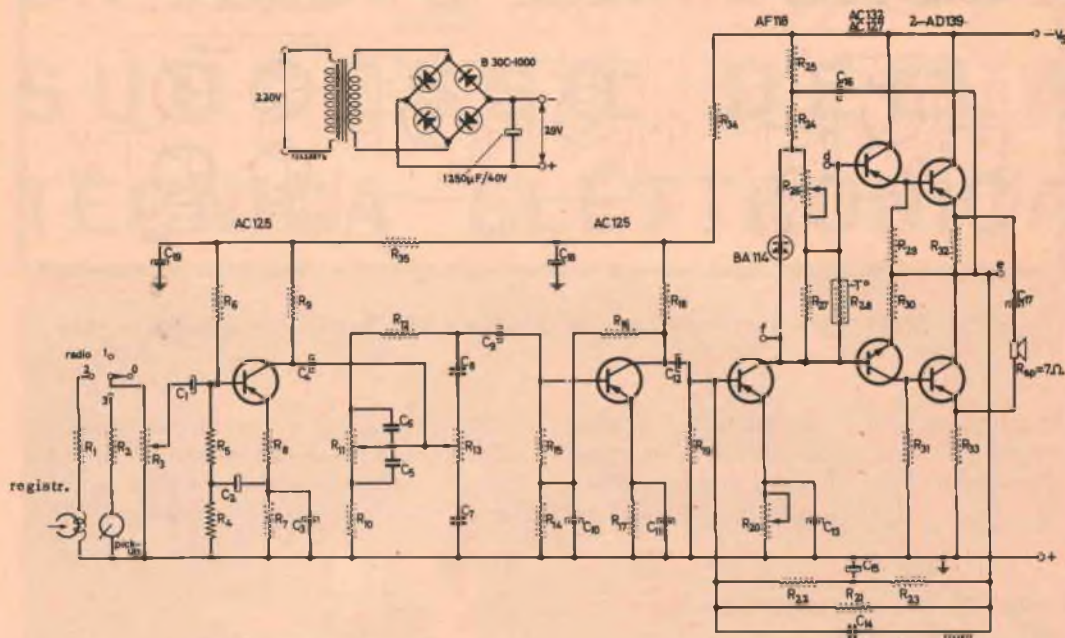


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore da 10 W.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da ¼ W e ± 10% di tolleranza salvo diversamente specificato.

R ₁ = 100 kΩ	R ₁₉ = 3,9 kΩ
R ₂ = 220 kΩ	R ₂₀ = 1 kΩ pot. trimmer
R ₃ = 500 kΩ pot. log.	R ₂₁ = 270 kΩ
R ₄ = 82 kΩ	R ₂₂ = 39 kΩ
R ₅ = 15 kΩ	R ₂₃ = 4,7 kΩ
R ₆ = 270 kΩ	R ₂₄ = 5,6 kΩ
R ₇ = 18 kΩ	R ₂₅ = 1,2 kΩ
R ₈ = 100 Ω	R ₂₆ = 500 Ω pot. trimmer
R ₉ = 39 kΩ	R ₂₇ = 1 kΩ
R ₁₀ = 1,5 kΩ	R ₂₈ = 500 Ω (termistore)
R ₁₁ = 100 kΩ pot. log.	R ₂₉ = 68 Ω
R ₁₂ = 47 kΩ	R ₃₀ = 10 Ω
R ₁₃ = 50 kΩ pot. log.	R ₃₁ = 68 Ω
R ₁₄ = 100 kΩ	R ₃₂ = 1 Ω/1 W
R ₁₅ = 10 kΩ	R ₃₃ = 1 Ω/1 W
R ₁₆ = 82 kΩ	R ₃₄ = 1,8 kΩ
R ₁₇ = 18 kΩ	R ₃₅ = 3,3 kΩ
R ₁₈ = 27 kΩ	

Condensatori

C ₁ = 16 µF/10 V; elettrolitico
C ₂ = 100 µF/ 4 V; elettrolitico
C ₃ = 100 µF/16 V; elettrolitico
C ₄ = 20 µF/16 V; elettrolitico
C ₅ = 180 nF
C ₆ = 5,6 nF
C ₇ = 47 nF
C ₈ = 2,2 nF
C ₉ = 25 µF/25 V; elettrolitico
C ₁₀ = 10 µF/16 V; elettrolitico
C ₁₁ = 100 µF/16 V; elettrolitico
C ₁₂ = 25 µF/25 V; elettrolitico
C ₁₃ = 100 µF/ 4 V; elettrolitico
C ₁₄ = 22 pF
C ₁₅ = 25 µF/25 V; elettrolitico
C ₁₆ = 100 µF/16 V; elettrolitico
C ₁₇ = 800 µF/25 V; elettrolitico
C ₁₈ = 100 µF/40 V; elettrolitico
C ₁₉ = 100 µF/40 V; elettrolitico

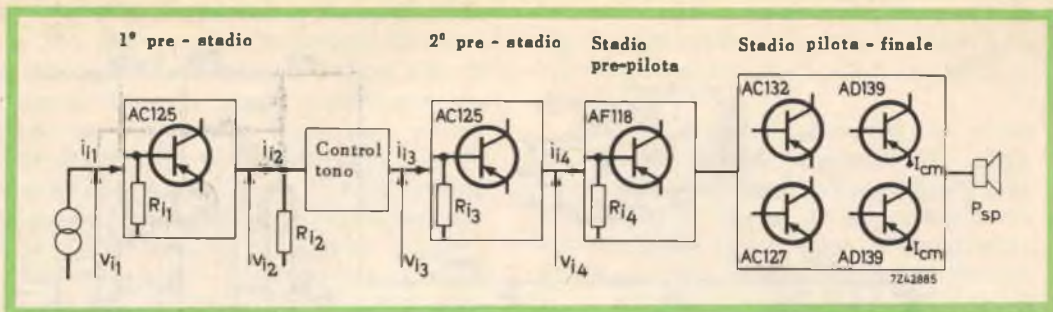


Fig. 4 - Schema a blocchi dell'amplificatore per il controllo delle tensioni e delle correnti di base.

nio annerito avente una superficie di circa 95 cm² e uno spessore di 2 mm; con questi accorgimenti l'amplificatore può funzionare con una temperatura ambiente di 45°C.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI DELL'AMPLIFICATORE

Dissipazione di potenza

In assenza di segnale la corrente di assorbimento risulta di circa 15 mA (0,42 W); mentre a piena potenza di circa 475 mA (13,3 W).

Sensibilità

I valori delle sensibilità con diversi segnali di ingresso sono riportati nella tabella 1.

Riportiamo qui di seguito le tensioni e le correnti di base dei diversi transistori a piena potenza, misurate con una tensione di alimentazione di 28 V (vedere fig. 4).

$$V_{i1} = 4,2 \text{ mV}$$

$$I_{i1} = 0,6 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_{i1} = 7 \text{ k}\Omega$$

$$V_{i2} = 30 \text{ mV}$$

$$I_{i2} = 20 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_{i2} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$V_{i3} = 3,3 \text{ mV}$$

$$I_{i3} = 0,75 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_{i3} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$V_{i4} = 4,4 \text{ mV}$$

$$I_{i4} = 40 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_{i4} = 110 \text{ } \Omega$$

La corrente di picco di collettore è uguale a $I_{cm} = 1,56 \text{ A}$.

TABELLA 1

	$f = 1 \text{ kHz}$	Impedenza d'ingresso	Tensione d'ingresso
radio	per una uscita di 8,5 W per una uscita di 50 mW	7 k Ω	4,2 mV 0,32 mV
pick-up	per una uscita di 8,5 W per una uscita di 50 mW	220 k Ω	135 mV 10,5 mV
registratore	per una uscita di 8,5 W per una uscita di 50 mW	100 k Ω	64 mV 4,9 mV

UN NUOVO CLAMOROSO SUCCESSO DELLA TECNICA ELETTRONICA



L' "AUTOMATE",

UN REGISTRATORE A NASTRO PER AUTOMOBILE
COMPLETAMENTE AUTOMATICO - SI RIAVVOLGE
DA SOLO - OGNI CARICATORE VI ALLIETA PER
DUE ORE CON LE MUSICHE PREFERITE - APPLI-
CABILE SU QUALSIASI TIPO DI AUTOVETTURA



PRESENTATO IN ITALIA DALLA



Rapporto segnale-disturbo

Per misurare il rapporto segnale-disturbo la curva di risposta in frequenza viene resa piatta entro 3 dB fra 350 Hz e 16 kHz. Sotto questa condizione il rapporto segnale-disturbo (a 16 W) è di 62 dB, mentre con il circuito di controllo di tono inserito risulta di 49 dB. Tralasciando il primo stadio e il circuito di controllo di tono, il rapporto segnale-disturbo è di 67,5 dB.

Controllo di tono

Esaltazione dei toni bassi ≈ 14 dB
(con una frequenza di 30 Hz)

Taglio dei toni bassi ≈ 14 dB
(con una frequenza di 20 Hz)
Esaltazione dei toni alti ≈ 10 dB
(con una frequenza di 15 kHz)
Taglio dei toni alti ≈ 16 dB
(con una frequenza di 20 kHz).

Distorsione

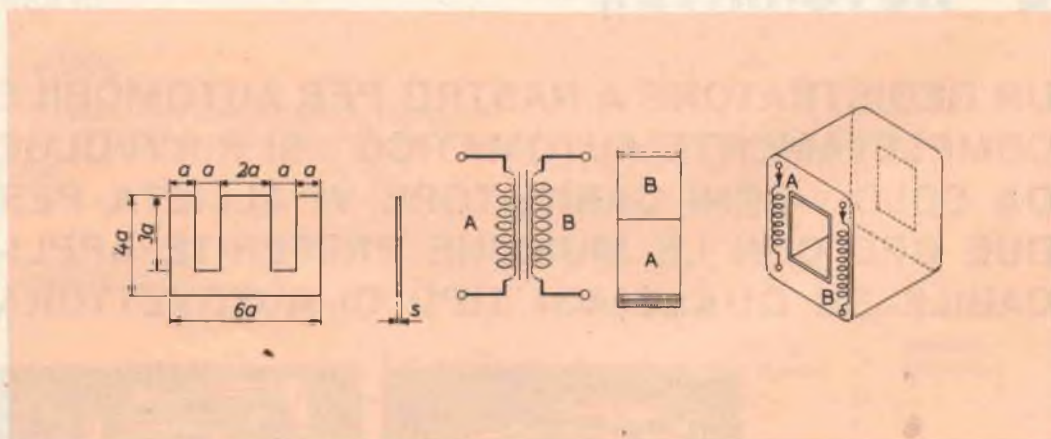
La distorsione, misurata a una frequenza di 1 kHz risulta dell'1,5%.

Tensione di alimentazione

La tensione di alimentazione in assenza di segnale è di 29 V, mentre in funzionamento risulta di 25,4 V.

Dati tecnici per la costruzione del trasformatore di alimentazione

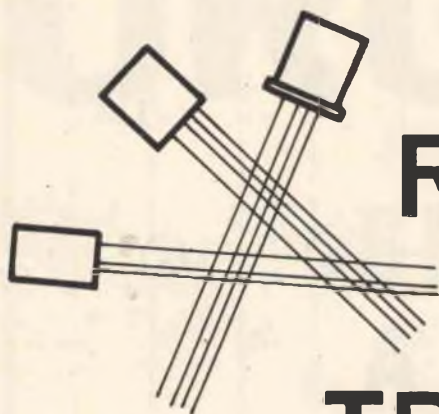
Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo (mm)	Larghezza avvolgimento (mm)	Spire / strato	Numero di strati	Resistenza (Ω)
A	1456	0,20	27	112	13	90
B	147	0,70	27	30	5	0,8



Tutti gli avvolgimenti sono in filo di rame smaltato.
Laminazione del trasformatore SiFe 2,6 (composizione: Si 0,8 -- 2,3%, resto Fe).
Altezza del peacco: 25 mm
Dimensioni: $a = 10$; $s = 0,5$.

F. T.

(da « Information on circuit development » Philips)



SEMPLICE RICEVITORE A TRE TRANSISTORI

Viene descritto in questo articolo un ricevitore di facile realizzazione, in cui si è cercato di ridurre al minimo il numero dei componenti e di conseguenza il suo costo; inoltre per eliminare il trasformatore d'uscita, che crea spesso delle difficoltà di realizzazione o di reperibilità, si è adottato un altoparlante ad alta impedenza.

Si descrive in questo articolo un semplice ricevitore equipaggiato con tre transistori. Il primo transistor AF 117 funziona in un circuito che agisce contemporaneamente da amplificatore RF rigenerativo e da preamplificatore di bassa frequenza.

Il segnale proveniente dall'avvolgimento L_{1B} è amplificato dal transistor e si sviluppa attraverso la bobina di arresto L_2 . Una parte del segnale amplificato ritorna al circuito d'antenna attraverso C_6 ed L_{1C} , causando la reazione.

Il segnale RF di uscita viene applicato al diodo rivelatore OA70 che è leggermente polarizzato in senso diretto per migliorarne il rendimento, e il risultante segnale di bassa frequenza viene riportato alla base del transistor AF117 attraverso C_7 e L_{1B} .

Alle frequenze basse, il controllo di volume R_3 rappresenta il carico del circuito di collettore dell'AF117. Il segnale di bassa frequenza amplificato è portato at-

traverso il condensatore C_5 allo stadio pilota formato dal transistor OC71. Questo è un amplificatore di bassa frequenza che pilota uno stadio di uscita in classe A.

Per ridurre il costo dell'apparecchio, il carico di collettore dello stadio finale è formato da un altoparlante ad alta impedenza, che elimina il trasformatore.

Dati tecnici per la costruzione delle bobine

- L_{1A} = 60 spire di filo Litz a 12 conduttori di 0,061 mm di diametro
- L_{1B} = 3 spire di filo Litz a 3 conduttori di 0,061 mm di diametro
- L_{1C} = 4 spire di filo Litz a 3 conduttori di 0,061 mm di diametro

L'avvolgimento L_{1B} deve essere avvolto insieme, a partire dall'estremità, all'avvolgimento L_{1A} ; L_{1C} deve essere avvolto insieme a L_{1A} a partire dalla 1,9 spira dal lato di massa.

L_2 è formata da 100 spire di filo Litz a 3 conduttori da 0,061 mm di diametro avvolto su un nucleo di sintonia preso da un trasformatore FI di 470 kHz. Le bobine vanno avvolte su una piastrina di ferroxcube a sezione rettangolare.

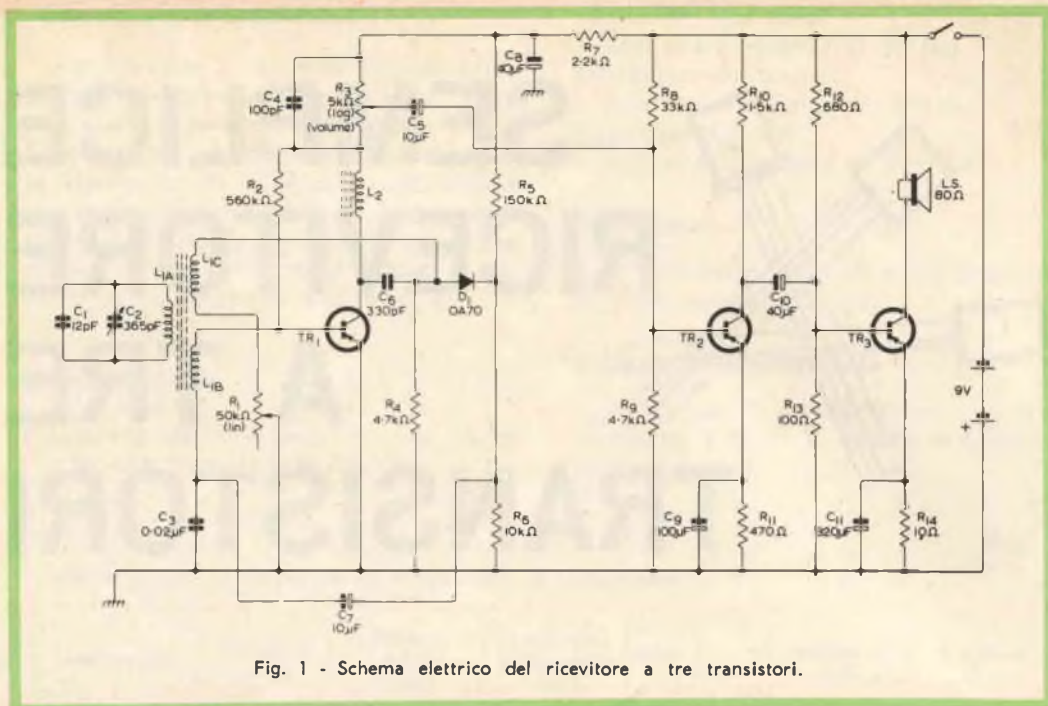


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore a tre transistori.

COMPONENTI

Resistori

R ₁	= 50	kΩ	potenziometro lineare
R ₂	= 560	kΩ	
R ₃	= 5	kΩ	potenziometro logaritmico
R ₄	= 4.7	kΩ	
R ₅	= 150	kΩ	
R ₆	= 10	kΩ	
R ₇	= 2.2	kΩ	
R ₈	= 33	kΩ	
R ₉	= 4.7	kΩ	
R ₁₀	= 1.5	kΩ	
R ₁₁	= 470	Ω	
R ₁₂	= 680	Ω	
R ₁₃	= 100	Ω	
R ₁₄	= 10	Ω	

Condensatori

C ₁	= 12	pF
C ₂	= 365	pF
C ₃	= 0.02	μF
C ₄	= 100	pF
C ₅	= 10	μF/16 V
C ₆	= 330	pF
C ₇	= 10	μF/16 V
C ₈	= 40	μF/16 V
C ₉	= 100	μF/4 V
C ₁₀	= 40	μF/16 V
C ₁₁	= 320	μF/2.5 V

Transistori e diodi

Tr ₁	= AF117
Tr ₂	= OC71
Tr ₃	= AC128
D ₁	= OA70

(Da "Mullard Limited")

F. T.

La Sylvania impiega nel nuovo cinescopio a colori (63 cm. 90°) un nuovo materiale luminescente (Europium) per ottenere il colore rosso; ciò consente di ottenere immagini più brillanti. La stessa società produce una nuova serie di valvole per TV a colori; la tensione di lavoro è di 270 V anziché 400 V.

A metà ottobre la Philips ha iniziato prove sperimentali di televisione a colori.

ORGANO

ELETTRONICO A TRANSISTORI

Per soddisfare la sempre crescente schiera degli amatori di strumenti musicali elettronici, viene qui riportato un semplice organo elettronico nella sua parte essenziale, cioè la sezione oscillatrice. Si è preferito lasciare al lettore la scelta dello stadio finale di bassa frequenza, in quanto ne potrebbe essere già provvisto o preferire determinati valori di potenza d'uscita che non si possono fissare a priori.

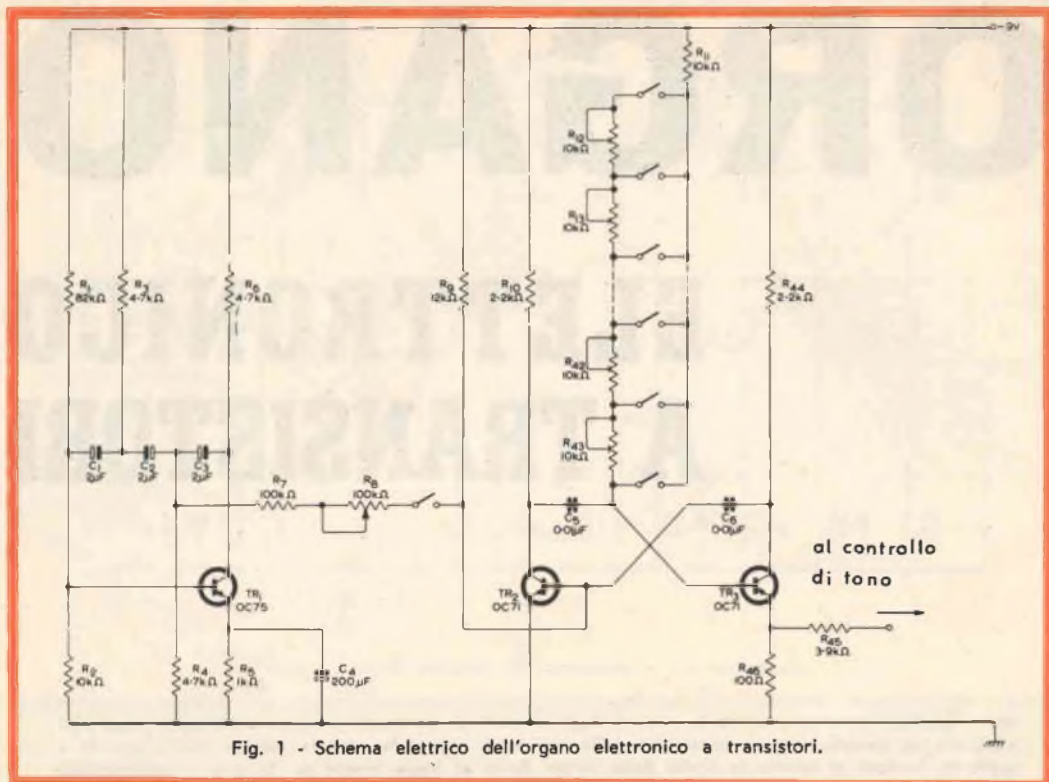
L' organo elettronico descritto in questo articolo è equipaggiato con tre transistori: due OC71 e un OC75; i due OC71 formano un multivibratore, la cui frequenza può essere variata, cambiando il valore della resistenza esistente fra la base del transistor TR_3 e la linea negativa. Questa resistenza è determinata dai valori dei potenziometri collegati in serie come si può vedere dallo schema elettrico. Le resistenze vengono cortocircuitate per mezzo di contatti posti sotto i tasti dello strumento. L'organo viene accordato, regolando la prima nota « alta » e proseguendo successivamente con le altre note della scala musicale.

Il transistor TR_1 (OC75) funziona come un oscillatore a resistenza e capacità con una frequenza di circa 6 Hz. Il segnale d'uscita di questo circuito viene applicato, attraverso le resistenze R_7 , R_8 e l'interruttore, alla base di TR_2 , esso produce un

vero vibrato variando il tono della nota e la sua ampiezza e dà vita al tono dello strumento. La profondità del vibrato può essere regolata per mezzo del potenziometro R_6 . Il segnale d'uscita del multivibratore viene preso dall'emettitore di TR_3 in modo che il circuito successivo non abbia nessuna influenza sulla frequenza.

I circuiti di controllo di tono possono produrre una grande varietà di « voci » e dare così una base allo sviluppo di successive registrazioni. Il segnale emesso dai controlli di tono viene inviato, attraverso un controllo di guadagno, ad un amplificatore di bassa frequenza avente una potenza d'uscita di 1 W.

Un'altra soluzione sarebbe quella di aggiungere uno stadio addizionale di amplificazione dopo il controllo di volume e mandare il segnale di uscita di questo stadio a un amplificatore di potenza esterno equipaggiato con valvole o con transistori:



COMPONENTI

Resistori

R1	=	82	kΩ
R2	=	10	kΩ
R3	=	4,7	kΩ
R4	=	4,7	kΩ
R5	=	1	kΩ
R6	=	4,7	kΩ
R7	=	100	kΩ
R8	=	100	kΩ potenziometro lineare
R9	=	12	kΩ
R10	=	2,2	kΩ
R11	=	10	kΩ
R12 a R13	=	10	kΩ potenziometri lineari
R44	=	2,2	kΩ
R45	=	3,9	kΩ
R46	=	100	Ω

Condensatori

C1	=	2	μF/10 V
C2	=	2	μF/10 V
C3	=	2	μF/10 V
C4	=	200	μF/6,4 V
C5	=	0,01	μF/160 V
C6	=	0,01	μF/160 V

Transistori

TR1	=	OC75
TR2	=	OC71
TR3	=	OC71

(Da "Mullard Limited")

F. T.

Tra l'Olivetti (Italia) e la General Electric (USA) è stato firmato un accordo riguardante la produzione di macchine calcolatrici mentre con la EMI, inglese, la Olivetti ha stretto un accordo riguardante il funzionamento e l'assistenza di apparecchiature industriali nei vari paesi.

LA BASE DEI TEMPI DI RIGA NEI TV TRANSISTORIZZATI

a cura di W. Th. H. Hetterscheid e W. Tiemesma

Da molto tempo si parla di transistorizzazione « completa » del televisore. L'ostacolo che fino a oggi si è opposto a questa realizzazione è stato senza dubbio lo stadio finale di riga. Come tutti sanno, in questo stadio, sono presenti tensioni e correnti che i normali transistori non possono sopportare. L'incessante progresso tecnologico nel campo della fabbricazione dei transistori ha comunque consentito di realizzare transistori che possono soddisfare le esigenze di corrente e di tensione dello stadio finale di riga. L'ostacolo attualmente va quindi sparendo e non è lontano il giorno in cui avremo il televisore « freddo », e cioè equipaggiato interamente con transistori. È per questo che noi con una serie di articoli cercheremo di mettere al corrente il nostro lettore dei problemi inerenti al progetto dello stadio finale di riga a transistori. I problemi riguardanti gli stadi di amplificazione audio e video sono già stati in parte risolti dall'attuale produzione dei radiorecettori AM/FM.

L' introduzione del transistor nei circuiti del televisore avvenne alcuni anni fa quando apparvero sul mercato i primi televisori ibridi. Attualmente, tale introduzione viene estesa a sempre maggiori circuiti dato che l'intento finale è la realizzazione di ricevitori TV completamente transistorizzati alimentabili sia con batteria che con la rete-luce.

I motivi che inducono ad impiegare i transistori nei circuiti TV sono noti e possono così riassumersi: maggior rendimento e maggior sicurezza di funzionamento dovute alle caratteristiche proprie di questi dispositivi, possibilità di ridurre le dimensioni dei circuiti a valori estremamente ridotti.

Com'è noto, gran parte della potenza assorbita da un ricevitore TV viene dissipata nello stadio finale di riga; per questo è necessario che questo stadio abbia un rendimento molto elevato. Ora, il vantag-

gio di impiegare transistori in questo stadio al posto delle valvole appare evidente quando si pensi che solo la potenza dissipata per l'accensione dei filamenti delle valvole di questo stadio ammonta a circa 20 W i quali, ovviamente verrebbero « risparmiati » con l'impiego dei transistori. Nelle pagine che seguono verranno illustrati i principi fondamentali che sono alla base del progetto di un sistema di deflessione per TV completamente transistorizzato.

Circuiti di deflessione fondamentali

La parte « terminale » di un circuito di deflessione magnetica è formata essenzialmente da una induttanza L_1 in parallelo alla quale si trova una capacità C_1 , da un interruttore e da una batteria (fig. 1a).

Quando nell'istante $t = t_0$ l'interruttore viene chiuso, la tensione della batteria V_s

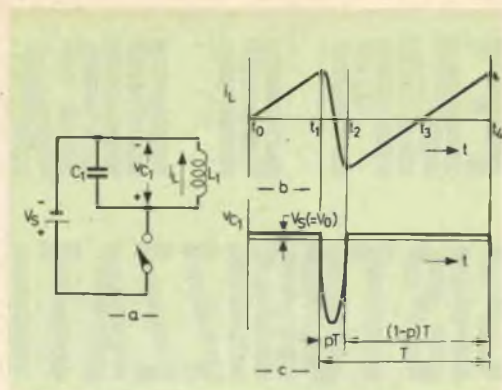


Fig. 1 - Circuito semplificato per la deflessione orizzontale: sono indicate le correnti e le tensioni.

produce nell'induttanza L_1 una corrente che aumenta linearmente nel tempo (fig. 1b). Nell'istante $t = t_1$ l'interruttore viene aperto e la corrente che prima scorreva in L_1 andrà a caricare il condensatore C_1 ai capi del quale si formerà di conseguenza un valore di tensione elevato (fig. 1c). Nell'istante t_2 , dopochè la corrente ha completato nel circuito $L_1 C_1$ più di un mezzo periodo di oscillazione e la tensione V_{C_1} , ai capi di C_1 , ha riacquisito il suo valore iniziale V_S , l'interruttore viene chiuso nuovamente.

Adesso la tensione agli estremi della bobina assume di nuovo il valore costante V_S ; tale tensione fa scorrere nella bobina L_1 una corrente che cresce linearmente nel tempo iniziando dal picco negativo raggiunto immediatamente prima che l'interruttore fosse nuovamente chiuso, (fig. 1b).

Nell'istante $t = t_3$, la corrente che circola nella bobina passa per il valore zero e continua ancora a crescere in direzione positiva nel modo descritto in precedenza. Di conseguenza avverrà che la corrente che attraversa l'interruttore nell'intervallo $t_3 - t_2$ avrà una direzione completamente opposta alla corrente circolante nello stesso durante l'intervallo di tempo $t_4 - t_3$ (oppure $t_1 - t_0$). Ciò significa che dovremo usare un interruttore « bidirezionale ». L'intervallo di tempo $t_4 - t_2$ durante il quale la corrente circolante nella bobina aumenta linearmente nel tempo viene chiamato « periodo di scansione » mentre l'in-

tervallo $t_2 - t_1$ viene chiamato « periodo di ritorno ». Il periodo complessivo « T » viene espresso in secondi; il « periodo di ritorno » ha la durata di $p \cdot T$ secondi dove il fattore p rappresenta il « rapporto di ritorno ».

In pratica, nei circuiti di deflessione di riga transistorizzati, l'interruttore viene sostituito con una combinazione formata da un transistor e un diodo. Il transistor viene « aperto » (conduzione) o « chiuso » (non conduzione) mediante un impulso di forma appropriata applicato alla base. Quando il transistor viene « aperto », esso offre un'impedenza molto bassa alle correnti che circolano in una data direzione mentre offre un'impedenza abbastanza elevata alle correnti circolanti in direzione opposta; il diodo quindi viene impiegato per avere un'impedenza bassa anche per le correnti circolanti in questa ultima direzione. Il diodo inoltre viene collegato nel circuito in modo tale da « recuperare » una parte dell'energia immagazzinata nella bobina alla fine del periodo di scansione (vedi rif. [5]).

Ciò può essere realizzato con tre disposizioni circuitali, e cioè:

- 1) con un circuito con ricupero in parallelo
- 2) con un circuito con ricupero in serie
- 3) con un circuito con ricupero serie-parallelo.

Qui di seguito esamineremo questi vari tipi di circuiti enumerandone rispettivamente i vantaggi e gli svantaggi.

Circuito con ricupero in parallelo

In fig. 2 è riportato un circuito che incorpora un « interruttore bidirezionale » ed è inoltre progettato in modo da recuperare l'energia immagazzinata nella induttanza della bobina. Vengono collegati in parallelo un transistor TS_1 e un diodo D_1 . L'unità di deflessione, consistente in una pura induttanza, può essere collegata al circuito del collettore del transistor finale sia **direttamente** che **indirettamente** mediante un trasformatore. Il collegamento diretto è da preferire dato che con esso si evitano gli inconvenienti dovuti all'induttanza dispersa del trasformatore; per questo nel nostro circuito abbiamo usato il collegamento **di-**

retto dell'unità di deflessione. Il valore di impedenza della bobina di deflessione può essere scelto in modo da consentire il collegamento diretto nel circuito del collettore.

Per impedire che nella bobina possa circolare la corrente continua viene inserito in serie alla medesima il condensatore C_{sc} . Questo condensatore provvede inoltre alla correzione della distorsione a « S » della corrente di deflessione, necessaria nei cinescopi con angolo di deflessione ampio.

Nel circuito viene incluso inoltre un trasformatore che deve produrre l'E.A.T. e le altre tensioni ausiliarie. Ma su questo trasformatore ritorneremo più avanti.

Se dallo stadio pilota viene fornito alla base di TS_1 , un impulso di forma opportuna, il transistor TS_1 « entra in conduzione » e nella bobina si produrrà una corrente a dente di sega. Dopo un certo periodo di tempo il transistor verrà « bloccato » ad opera dell'impulso proveniente dallo stadio pilota e la corrente che prima circolava nella bobina inizierà a caricare C_1 , come abbiamo detto in precedenza. Dopo poco più di mezzo ciclo la tensione ai capi di C_1 supera V_s in direzione positiva (vedi fig. 1c); a questo punto il diodo D_1 comincia a condurre e « taglia » la tensione V_{C_1} mantenendola al valore costante di V_s .

Durante l'intervallo $t_3 - t_2$ (fig. 1b) questo diodo si comporta nella stessa maniera dell'interruttore di fig. 1a.

In fig. 3 è riportato un altro sistema di collegamento della bobina di deflessione. In questo caso il condensatore C_{sc} viene caricato alla tensione V_s . Il vantaggio di questo sistema di collegamento è che, durante il **periodo di scansione**, la corrente di deflessione scorre attraverso il transistor TS_1 , o il diodo D_1 , mentre durante il **periodo di ritorno** scorre dentro il condensatore C_1 ; per cui, a differenza del circuito di fig. 2, tale corrente non passa attraverso l'alimentatore. Solo la corrente di « magnetizzazione » del trasformatore (in vero molto debole) scorre all'interno dell'alimentatore che, ovviamente fornisce anche la corrente continua di carico del circuito. Questa disposizione circuitale consente di impiegare ai capi dell'alimentatore un con-

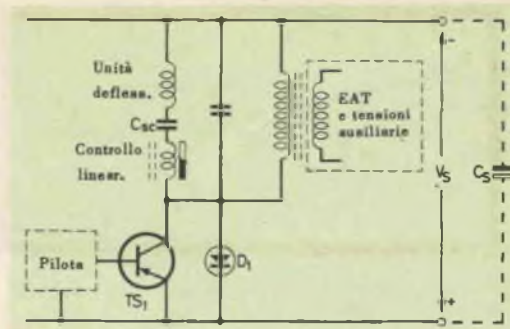


Fig. 2 - Schema elettrico di principio di uno stadio finale di riga (circuito di ricupero in parallelo).

densatore elettrolitico di livellamento di capacità ridotta e quindi di basso costo.

Fino ad ora abbiamo supposto che ai capi del transistor TS_1 e del diodo D_1 non si verificasse alcuna caduta di tensione; in pratica però, ciò non è vero. In fig. 4 è riportata la forma d'onda della tensione presente durante il tempo di scansione ai capi del carico (formato, come sappiamo dalla bobina di deflessione, dalla unità di controllo della linearità e dal condensatore della correzione della distorsione a « S »).

Quando il diodo cessa di condurre, ai capi della bobina di deflessione si forma un improvviso « salto » di tensione dovuto alla caratteristica diretta del diodo. La « velocità della variazione » della corrente di deflessione la quale, a sua volta, determina la velocità con cui il pennello elettronico percorre lo schermo del cinescopio è direttamente proporzionale alla tensione pre-

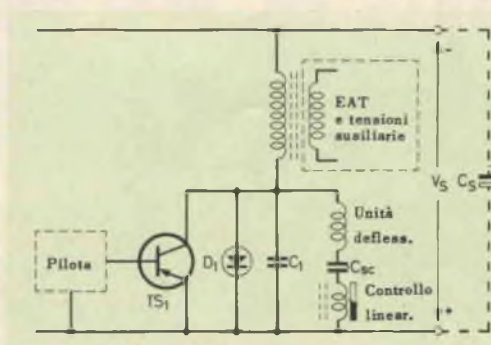


Fig. 3 - Altra possibilità di collegamento della bobina di deflessione nello stadio finale di riga (circuito di ricupero in parallelo).

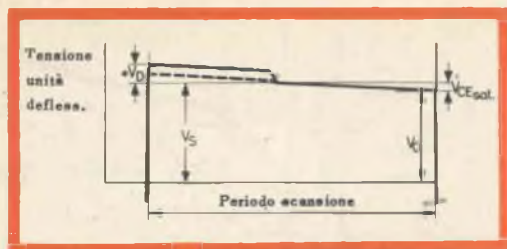


Fig. 4 - Andamento della tensione ai capi delle bobine di deflessione nel circuito di fig. 3, durante il periodo della scansione. La tensione « diretta » del diodo recuperatore all'inizio del periodo di scansione (quando la corrente nel diodo è massima) è indicato con $+V_D$, mentre la tensione di « saturazione » del transistor alla fine del periodo di scansione (quando la corrente di collettore del transistor è massima) è indicato con $V_{CE\text{sat}}$. Inoltre, la tensione di scansione (che differisce dalla tensione di alimentazione della quantità $V_{CE\text{sat}}$) è indicata con il simbolo V_0 .

sente ai capi della bobina. Di conseguenza, se il « salto » di tensione è notevole avremo una distorsione; tale distorsione può essere eliminata collegando il diodo ad una presa sul trasformatore, e precisamente, « sotto » quella del collettore, come indicato in fig. 7. In questo modo, la tensione ai capi del carico assume l'andamento indicato dalla linea tratteggiata di fig. 4.

La tensione presente ai capi del carico alla fine della scansione è indicata mediante V_0 ed è leggermente inferiore alla tensione di alimentazione V_S a motivo della caduta di tensione diretta $V_{CE\text{sat}}$ (vedi fig. 4) ai capi del transistor.

La quantità V_0 viene usata come valore di riferimento per determinare il picco di tensione ai capi del transistor durante il tempo di ritorno.

Circuito con recupero in serie

In fig. 5 è riportato uno stadio finale per la deflessione di riga con recupero in serie (circuitto booster). In questo circuito l'energia presente nella bobina all'inizio del periodo di scansione viene « recuperata » mediante il diodo D_2 e immagazzinata nel « condensatore-serbatoio » C_B , posto in serie alla tensione di alimentazione. Durante la seconda parte del periodo di scansione, il condensatore C_B si scarica attraverso il transistor TS_1 .

Il valore di questo condensatore C_B è scelto in modo che durante il normale funzionamento del circuito, la tensione ai suoi terminali non cambi in modo apprezzabile a motivo della carica e scarica a cui egli va soggetto. La tensione ai terminali del condensatore C_B dipende, a sua volta, dal punto in cui viene collegato il diodo D_2 sull'avvolgimento primario del trasformatore. Trascurando alcuni fattori secondari, possiamo affermare che il valore della tensione ai capi del condensatore C_B è dato da:

$$V_{CB} = \frac{n_d}{n_c - n_d} \cdot V_S$$

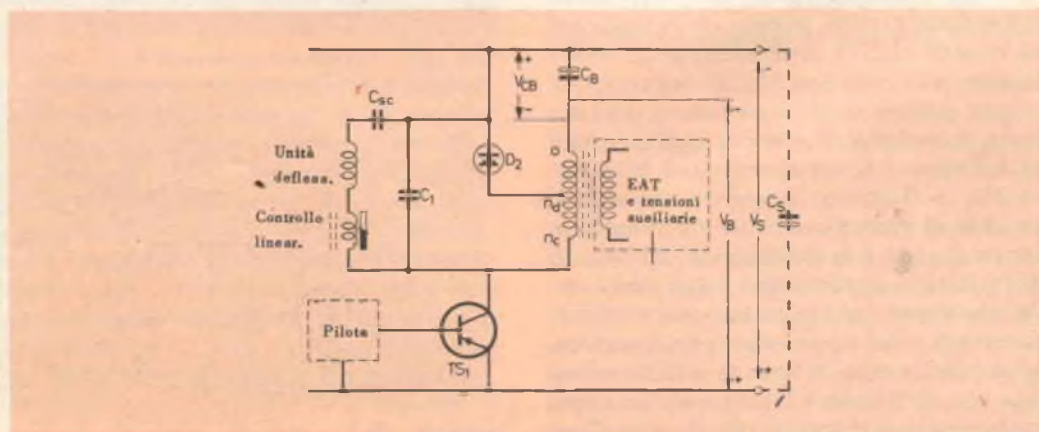


Fig. 5 - Schema elettrico di principio di uno stadio finale di riga (con circuito di recupero in serie).



GRATIS
per voi

TUTTI COLORO CHE SI ABBONERANNO ENTRO IL
31 DICEMBRE 1964 A **SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV**
RICEVERANNO QUALE OMAGGIO IL CATALOGO
GENERALE COMPONENTI ELETTRONICI G.B.C. 1965

GLI ABBONAMENTI VANNO INDIRIZZATI A "SELEZIONE DI TECNICA
RADIO-TV", VIALE MATTEOTTI 66, CINISELLO BALSAMO (MILANO)
C. C. POSTALE 3/40678 - CANONE DI ABBONAMENTO LIRE 3.500

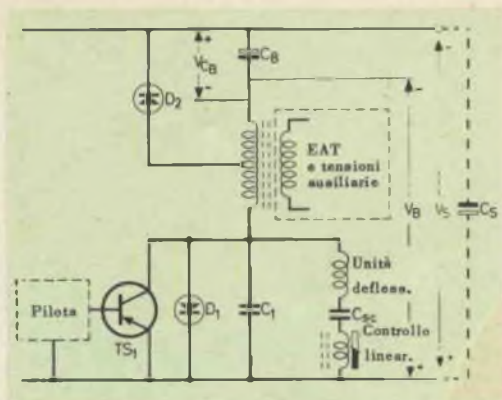


Fig. 6 - Schema elettrico di principio di uno stadio finale di riga (circuito di recupero in serie-parallelo).

Il significato dei simboli si ricava dallo schema elettrico di fig. 5; su quest'ultimo è indicata anche la polarità della tensione ai capi del condensatore.

La tensione reale di alimentazione dello stadio risulta pertanto « incrementata » nella misura di:

$$V_B = V_S + V_{CB}$$

La tensione V_B , chiamata anche « tensione di boost » è quella che fa circolare la corrente nel carico; ciò significa che ai capi della bobina di deflessione avremo una tensione superiore a quella di alimentazione (V_S). Oltre a questa si possono ricavare anche altri valori di tensione.

La tensione necessaria per la deflessione può, per esempio, essere ottenuta variando opportunamente la presa n_d collegata al diodo. Concludendo possiamo quindi affermare che il principale vantaggio del circuito con recupero in serie sul circuito con recupero in parallelo è quello di poter disporre di una tensione di alimentazione per lo stadio finale di riga indipendente dalla tensione di alimentazione vera e propria.

Nel circuito di fig. 5, la corrente di deflessione risulta formata:

a) dalla corrente che attraversa il diodo D_2 (durante la prima parte del periodo di scansione);

b) dalla corrente di collettore del transistor TS_1 (durante la seconda parte del periodo di scansione).

Dati i bassi valori di impedenza, caratteristici degli stadi finali transistorizzati, tali correnti sono di notevole intensità.

In riferimento al circuito di fig. 5, osserviamo che la corrente del diodo scorre attraverso C_B e che la corrente di collettore del transistor scorre sia attraverso C_B che attraverso C_S . Ciò implica che sia C_B che C_S , (entrambi elettrolitici) devono avere una resistenza-serie molto bassa se si vuole evitare una eccessiva dissipazione; oltre a ciò, la resistenza serie potrebbe causare una seria distorsione (asimmetria).

Il terminale della bobina di deflessione collegato alla giunzione di C_B e del primario del trasformatore nel circuito di fig. 5, può inoltre essere collegato sia al — che al + della tensione di alimentazione. In tutti e due i casi, si richiedono per la resistenza-serie dei condensatori severi valori di tolleranza. Ora, siccome i condensatori elettrolitici con resistenza-serie molto bassa sono molto costosi, il circuito con recupero in serie, sotto questo riguardo, è meno attraente del circuito con recupero in parallelo.

La tensione ai capi del carico alla fine del periodo di scansione viene ancora indicato con V_0 . In questo circuito, V_0 è leggermente inferiore della tensione di boost V_B .

Circuito con recupero serie-parallelo

In fig. 6 è riportata una combinazione del circuito con recupero in parallelo di fig. 3 con il circuito con recupero in serie di fig. 5. Questo circuito riunisce i vantaggi dei due circuiti e ne elimina gli inconvenienti.

I vantaggi sono:

a) Attraverso al trasformatore, e ai condensatori C_B e C_S non scorre praticamente nessuna corrente di deflessione. Ciò significa che per i condensatori C_B e C_S , non si richiedono quegli stretti valori di tolleranza della resistenza in serie richiesti dal circuito di fig. 5.

b) Per un determinato tipo di unità di deflessione, la presa sul trasformatore (per il diodo D_2) può essere scelta in modo da

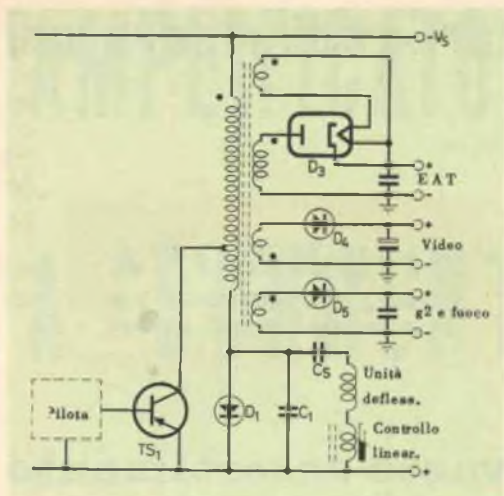


Fig. 7 - Schema elettrico di principio di uno stadio finale di riga con ricupero in parallelo dove sono indicate anche le altre tensioni ausiliarie disponibili.

adattarsi ad un dato valore della tensione di alimentazione V_s .

e) Dato che le bobine di deflessione sono collegate allo stesso modo che nel circuito con ricupero in parallelo di fig. 4, la linearità della scansione è pressoché indipendente dalla resistenza-serie del primario del trasformatore e dei condensatori C_B e C_S .

Quando lo stadio finale di riga deve lavorare con una tensione di alimentazione piuttosto bassa, per esempio, $V_s = 11$ V, e si impiega una bobina di deflessione con un'ampiezza piuttosto elevata, si può impiegare sia il circuito con ricupero in serie (booster) sia quello con ricupero in parallelo. Il circuito con ricupero in serie, come abbiamo visto, richiede due elettrolitici di qualità mentre il circuito con ricupero in serie-parallelo richiede un diodo di più. In pratica la scelta, tra l'uno o l'altro diventerà una pura questione di costo e di disponibilità dei condensatori elettrolitici di qualità.

Prossimamente tratteremo dei circuiti inerenti alla produzione dell'E.A.T. e delle altre tensioni positive.

L. C.

(Da "Application Information Philips")

E
N
E
R
G
I
T
A
L
I
A
N
A

TUTTI I PRODOTTI
PER SALDATURA
TUTTI I
PRODOTTI PER



SALDATURA TUTTI



SALDATURA TUTTI

TUTTI I PRODOTTI

PER SALDATURA

TUTTI

PER SALDATURA



FILI AUTOSALDANTI IN LEGHE DI
STAGNO AD UNA E A TRE ANI
ME DI RESINA PER RADIO - TV
ELETTROTECNICA - FILI PIENI IN
TUTTE LE LEGHE - POLVERI E PAS-
TE AUTOSALDANTI - FLUSSI DE-
OSSIDANTI LIQUIDI E PASTOSI -
CROGIUOLI PER FILI E PER CIR-
CUITI STAMPATI

S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30 - TELEF. 28.71.66

radiotecnici - radioamatori - radioriparatori
presso la sede



di GENOVA

P.zza J. DA VARAGINE 7-8
TELEFONO N. 281524 - 683491

troverete un vasto assortimento
di materiale elettronico



AMPLIFICATORI DI SEGNALI A CORRENTE CONTINUA

Concludiamo la descrizione di questa serie di amplificatori in corrente continua a transistori proponendoci di ritornare sull'argomento in un prossimo futuro. La sempre più estesa applicazione dell'elettronica alla registrazione dei fenomeni « lenti », (temperatura, dilatazioni, pressioni, processi, fisiologici, battito del cuore, pressione sanguigna ecc.) richiede amplificatori in corrente continua sempre più efficienti e compatti.

Il Parte

Controllo della temperatura

Se la causa principale della deriva risiede nella variazione di impedenza, essa può essere notevolmente ridotta ricorrendo al circuito di fig. 5, in cui la temperatura viene mantenuta costante.

L'amplificatore è montato su di un blocco metallico e i transistori sono sistemati

entro alveoli perforati nel blocco stesso. Un servo comando a circuito chiuso controlla un transistor di potenza che fornisce la corrente necessaria per riscaldare l'avvolgimento resistivo, avvolto in modo uniforme attorno al blocco metallico.

L'elemento sensibile, usato per fornire il segnale di compensazione della temperatura, è costituito da un transistor funzio-

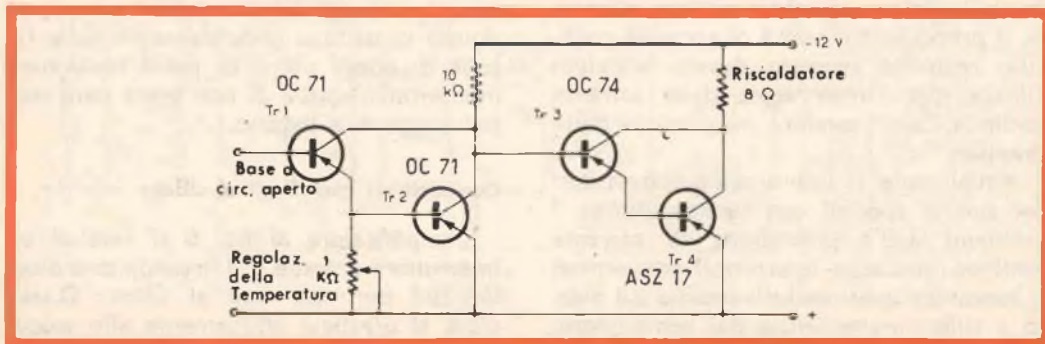


Fig. 5 - Semplice schema per il controllo della temperatura.

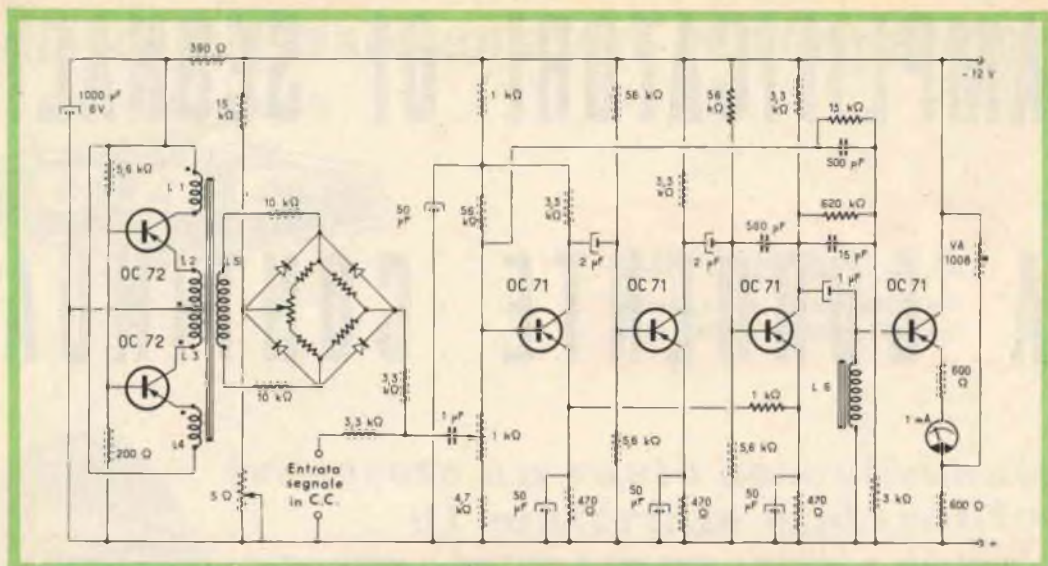


Fig. 6 - Amplificatore con convertitore costituito da un ponte di diodi al silicio.

nante in AF, il primo OC71 dello schema, anche esso incorporato nel blocco di metallo. La corrente resistiva I_{ceo} del transistor varia in maniera apprezzabile con la temperatura e questa variazione, debitamente amplificata, controlla la corrente circolante nell'avvolgimento riscaldatore.

Amplificatori ad interruttore (chopper)

Quando le esigenze impongono limiti più severi agli inconvenienti della deriva termica, si ricorre all'espedito di convertire la tensione, o la corrente continua d'entrata, in un segnale a corrente alternata. Il primo amplificatore di corrente continua, costruito secondo questo principio utilizza, per l'interruzione della corrente continua, un vibratore meccanico detto **chopper**.

Attualmente si usano come convertitori dei circuiti speciali con semiconduttori. I problemi dell'amplificazione di corrente continua mediante interruttori convertitori si concentra quasi esclusivamente sul mezzo e sulle caratteristiche del convertitore. Nel nostro studio tralascieremo i vibratorii meccanici, data la loro bassa frequenza di funzionamento, che non supera i 500 Hz.

Convertitori facenti uso di semiconduttori

La frequenza di funzionamento dei convertitori facenti uso di semiconduttori è assai più elevata di quella dei vibratorii meccanici. Il limite massimo è imposto soltanto dalla accumulazione dei portatori minori. Frequenze d'interruzione comprese fra 1000 e 1300 Hz sono oggi impiegate frequentemente. La più alta frequenza permette di impiegare amplificatori a più larga banda di risposta.

I convertitori a semiconduttori sono tuttavia inferiori a quelli con vibratorii meccanici per ciò che concerne la deriva dello zero. I vantaggi dei convertitori a semiconduttori consistono principalmente nella facilità di questi ultimi di poter funzionare ininterrottamente e di non avere parti mobili soggette a logorio.

Convertitori con diodi al silicio

L'amplificatore di fig. 6 si vale di un interruttore a ponte che impiega due diodi OA 202 del tipo cioè al silicio. Questi diodi si prestano ottimamente allo scopo. Gli avvolgimenti sono eseguiti come segue: L1 ed L4 = 130 spire; L2 ed L3 = 30 spire; tutte avvolte con filo di rame

smaltato da 0,2 mm. L5 = 400 spire di filo di rame smaltato da 0,15 mm. L6 = = 3 H con resistenza in continua di 90 Ω. Il lamierino del trasformatore è in Mume-tal 187.

Convertitore con un solo transistor

La fig. 7 mostra un amplificatore nel quale è impiegato un convertitore ad un transistor. La stabilità di questo circuito è nettamente superiore a quella degli amplificatori a transistori senza convertitore e può essere paragonata a quella di amplificatori funzionanti con vibratori meccanici. L'amplificatore è particolarmente adatto per deboli correnti d'entrata fornite da generatori ad alta impedenza.

Nella versione di fig. 7 l'amplificatore è assai sensibile alle variazioni della tensione di alimentazione, per la loro influenza sui circuiti di entrata e sui segnali forniti da generatori ad alta impedenza. Per rimediare a questo inconveniente, si può scegliere una frequenza di conversione un poco più bassa ed eliminare il circuito di ritardo. In tal caso la lunghezza di banda

totale dell'amplificatore viene ad essere limitata, ma ciò non costituisce un inconveniente.

È altresì possibile introdurre un importante perfezionamento, equipaggiando l'amplificatore con transistori al silicio BCZ 10 e BCZ 11.

Con transistori OC71 nell'amplificatore di corrente, la tensione d'uscita non è eguale per due tensioni di pari valore, ma di polarità invertita. Dove fosse richiesto, l'inconveniente può essere ovviato con l'uso di transistori tipo OC45 per i tre primi stadi.

Convertitore equilibrato a transistori

Nel circuito di fig. 8 vengono usati due transistori Tr1 e Tr2 in un convertitore equilibrato. L'entrata fa capo ad uno solo dei due transistori e le tensioni errate giungono in opposizione sui due transistori stessi. Si ottiene l'equilibrio regolando il potenziometro RV5 di 1 kΩ, per riportare l'uscita a zero, quando nessun segnale è presente all'entrata.

Lo schema completo di fig. 8 è destinato

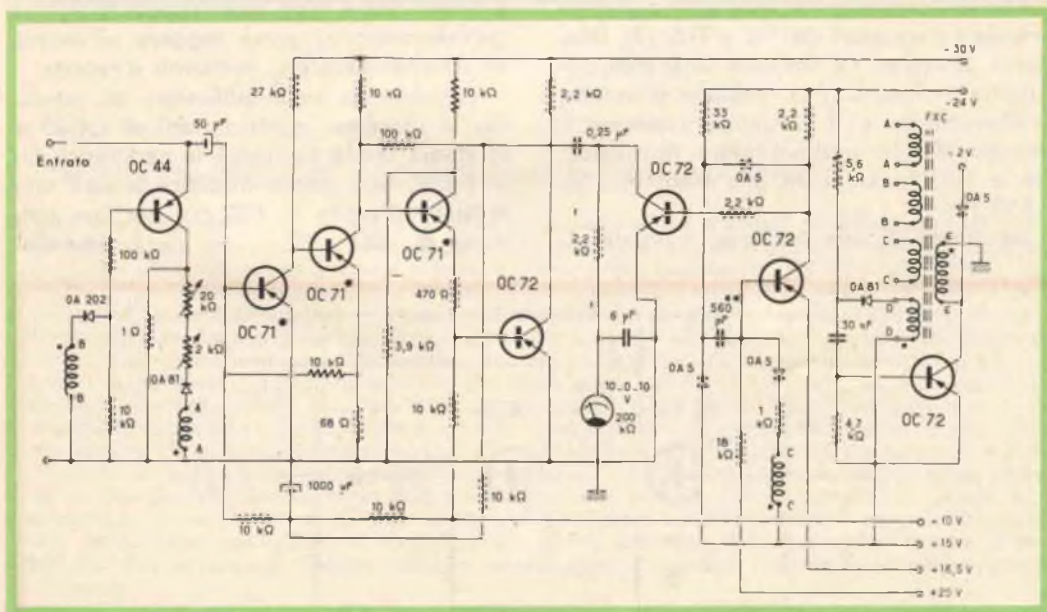


Fig. 7 - Convertitore (chopper) a transistori con amplificatore per c. c.

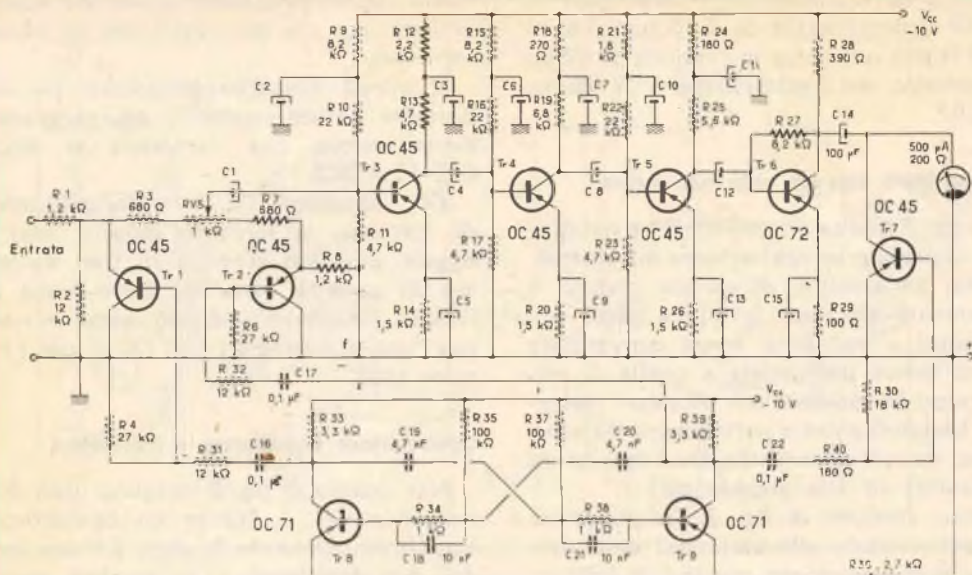


Fig. 8 - Convertitore equilibrato a transistori e amplificatore per c. c.

alla amplificazione di tensioni inferiori a $\pm 200 \mu\text{V}$, prelevate da generatori a bassa resistenza, per esempio, termocoppie per rilievi di temperatura, ecc.

L'amplificatore di corrente alternata comprende i transistori da Tr3 a Tr6. Un rivelatore sincrono T5 fornisce una tensione d'uscita in fase con la tensione d'entrata. Il convertitore e il rivelatore ricevono il segnale da un multivibratore (transistori Tr8 e Tr9) funzionante alla frequenza di 1.650 Hz.

Se invece di una tensione, si vuole al-

l'uscita una corrente, l'amplificatore sarà formato da tre OC45 e da un OC72. Il rivelatore viene allora caricato con un galvanometro con deviazione di 0,5 mA a fondo scala. Con tale disposizione, sul galvanometro si potrà leggere all'incirca un microampere per microvolt d'entrata.

Desiderando un'amplificatore di tensione, si useranno quattro stadi di OC45 e lo stadio finale assumerà le caratteristiche di fig. 9. Con questa modifica si avrà una tensione d'uscita di 750 mV per una tensione di $400 \mu\text{V}$.

I. Andreini

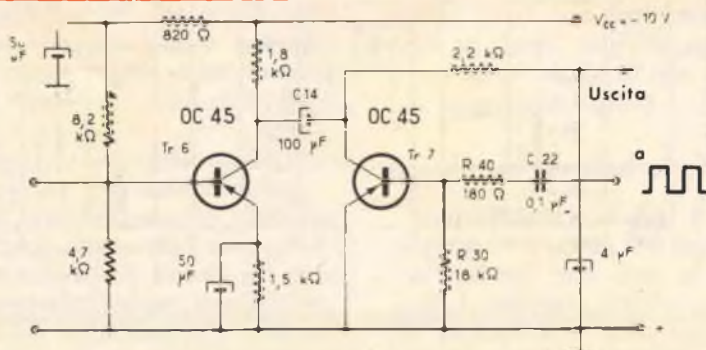
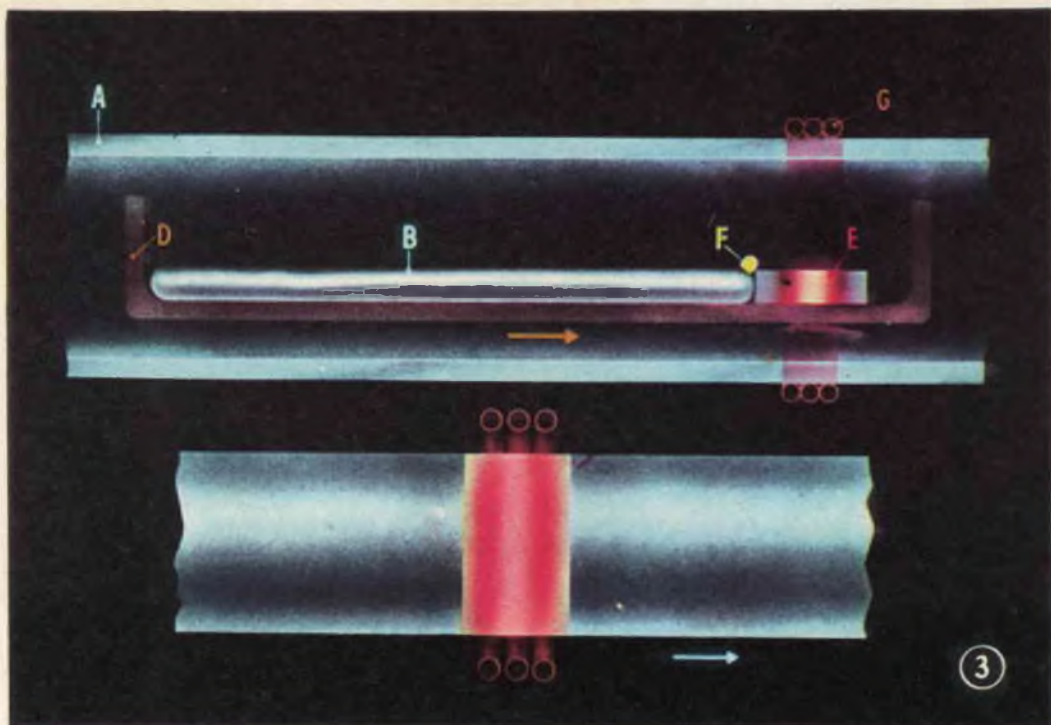


Fig. 9 - Convertitore equilibrato a transistori con amplificatore di tensione.

IL DIODO A CRISTALLO

dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS"

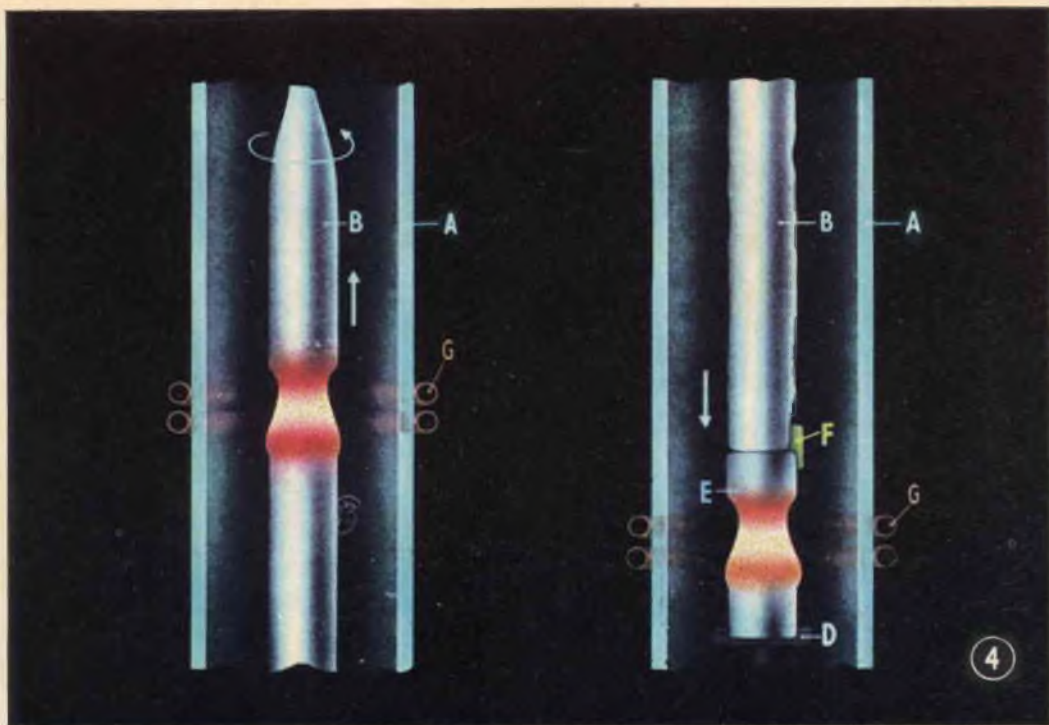


3 CRESCITA DEL CRISTALLO; AGGIUNTA DELLE IMPURITÀ ("DOPING")

La barretta di germanio che, mediante il processo di raffinazione a zona è ora chimicamente pura, è tuttavia ancora policristallina. Per ottenere una struttura monocristallina si segue un processo analogo. La barra (B, nel diagramma superiore) viene posta nuovamente in un crogiuolo (D), con un pezzo di germanio monocristallino, il seme (E), accostato ad uno dei suoi capi. Si pone il tutto in un tubo di quarzo (A), intorno al quale vi è una bobina ad alta frequenza (G), che sviluppa calore localizzato. La zona fusa si sposta verso sinistra, dapprima sul „seme" e quindi sul germanio policristallino. Quest'ultimo, solidificandosi, assume la struttura monocristallina del „seme".

Il punto di partenza per la fabbricazione dei diodi e dei transistor è una barretta di germanio, contenente una proporzione ben nota di donatori: il germanio tipo N. Per ottenere ciò si procede ad iniettare, durante la crescita del monocristallo, una quantità dosata di atomi estranei. Sul piano di separazione tra il germanio policristallino e il monocristallo (F, nel diagramma superiore), si pone un cristallo di un elemento pentavalente (ad esempio, l'antimonio). Quando questo passa attraverso la zona liquida, si dissolve in essa, cosicché la zona liquida, che si sposta lungo la sbarra, è relativamente ricca di antimonio (nel diagramma inferiore schematicamente rappresentato dal verde). Nello stesso modo che era stato descritto per la rimozione delle impurità chimiche, si stabilisce così una certa proporzionalità tra la concentrazione di atomi di antimonio nel solido e quella nel liquido.

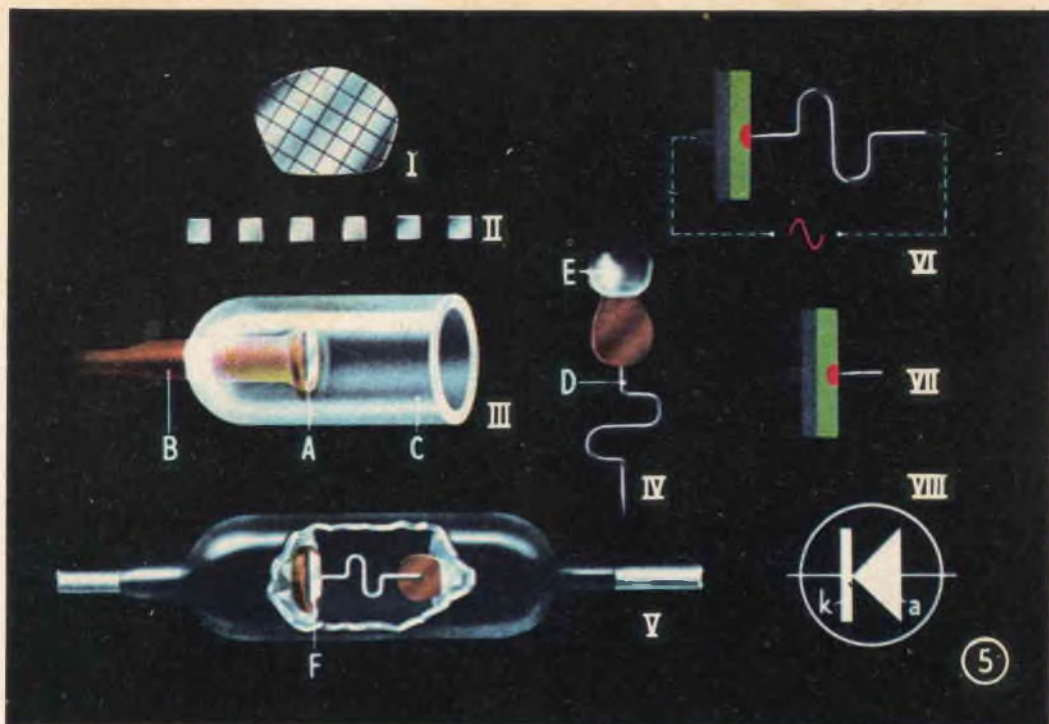
La quantità d'antimonio che rimane nel germanio dopo la sua solidificazione, è minima in confronto alla quantità aggiunta (F). Ne deriva che la concentrazione di questi atomi è grosso modo costante lungo tutta la barra di germanio. Il germanio così ottenuto si chiama germanio N. Gli atomi accettori per il germanio P sono invece applicati in modo completamente diverso, come vedremo più avanti.



4 RAFFINAZIONE DEL SILICIO

Una barra di silicio grezzo si ottiene facendo evaporare in un contenitore un composto di silicio liquefatto, nel quale è sospeso un filamento incandescente, la cui temperatura è così elevata che le molecole di vapore si disintegrano, quando lo colpiscono, in modo che gli atomi di silicio precipitano sul filamento stesso. In questo modo si ottiene una barretta di silicio che tuttavia contiene ancora molte impurità.

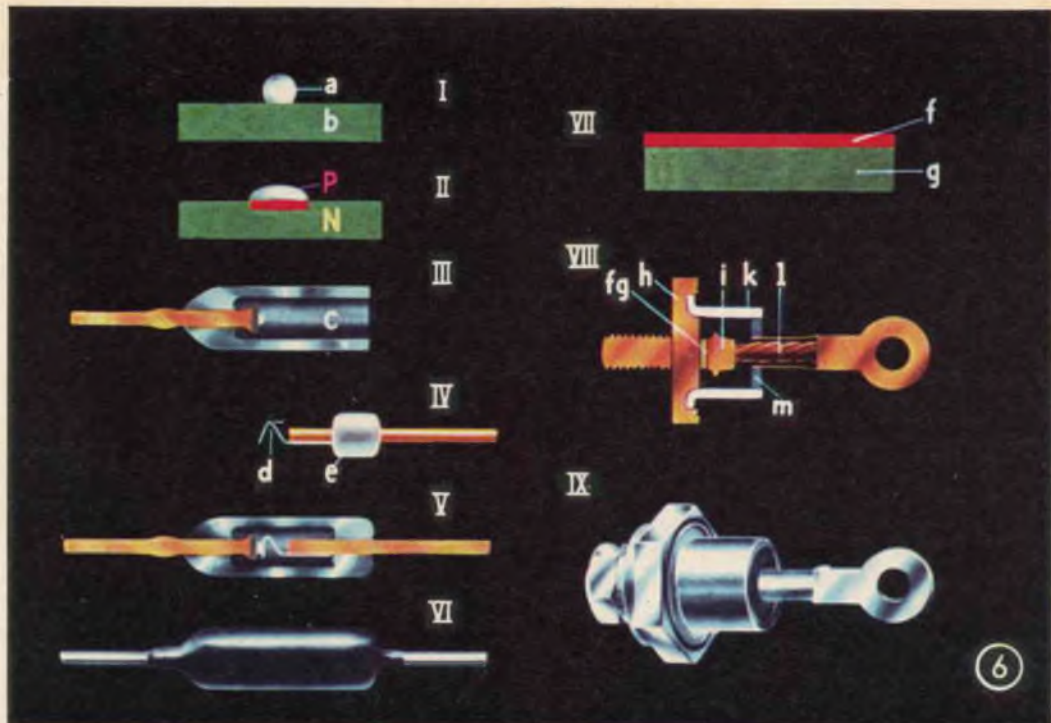
Il silicio ha chimicamente un'alta reattività a temperature elevate, per cui, nella raffinazione di zona, è meglio non fondere questo elemento in un crogiuolo aperto. La barretta (B) viene chiusa in un'atmosfera di gas inerte nel tubo di quarzo (A, nel diagramma a sinistra), sostenuto sotto e sopra, e riscaldato localmente da una bobina ad alta frequenza (G). La barra viene lentamente sollevata e nello stesso tempo viene fatta ruotare continuamente, per evitare coagulazioni superficiali. La zona è mantenuta liquida dalla tensione superficiale. La depurazione chimica è seguita dalla raffinazione fisica, effettuando nello stesso tempo l'aggiunta delle impurità. Per le stesse ragioni esposte prima, l'asta è ancora sospesa in un tubo di quarzo riempito di un gas inerte (vedi diagramma a destra). Un piccolo pezzo di silicio monocristallino (E) è passato contro la barretta di silicio policristallino per mezzo di un sostegno (D). Abbassando il tutto lentamente nel tubo di quarzo, la zona liquida attraversa tutta la barretta, e si ottiene così il silicio monocristallino. L'impurità dosata (F) viene aggiunta contemporaneamente, esattamente come è stato descritto nel paragrafo precedente. Essa può essere anche applicata sotto forma di vapore.



5 FABBRICAZIONE DEL DIODO A PUNTA DI CONTATTO

Per prima cosa si tagliano da un'asta di germanio tipo *N* delle sezioni sottili (fig. I) dalle quali si ricavano piccole piastre rettangolari (o wafers, fig. II). Una di queste piastrelle è saldata su un capo (A, fig. III) di un filo di rame stagnato (B). Intorno a questo filo di rame è fuso un cilindro di vetro (C) che formerà poi l'involucro del diodo a punta di contatto. Il secondo elemento del diodo è un filo di tungsteno piegato (o baffo di gatto) (D, fig. IV): un capo è appuntito, l'altro è saldato a un filo di rame su cui è fusa una goccia di vetro (E). Il filo di tungsteno e la goccia vengono quindi posti nel cilindro di vetro (C, fig. III) e la punta viene pressata contro la piastrina di germanio (F, fig. V). La goccia di vetro viene quindi scaldata e fusa con l'estremità aperta del cilindro di vetro, formando così l'involucro ermetico del diodo.

L'operazione successiva consiste nel far passare attraverso il diodo una corrente alternata di intensità nota (fig. VI). La punta del filo di tungsteno viene così a saldarsi al cristallo, formando una connessione elettrica a prova d'urto. Nello stesso tempo, alcuni atomi del filo di tungsteno si diffondono nel cristallo di germanio *N*. Questi atomi estranei, insieme ai difetti della struttura, dovuti al riscaldamento, creano una zona *P* nel cristallo *N*, formando nel cristallo una giunzione *P-N*. Nella figura VII la parte verde rappresenta il cristallo *N* e la parte rossa la zona *P*. Il simbolo per il diodo a punta di contatto è mostrato nella figura VIII (K = catodo, a = anodo). L'involucro è esternamente laccato di nero, poiché la luce può provocare fenomeni indesiderabili. A volte si usa un filo d'oro, anziché di tungsteno. Gli atomi d'oro si diffondono facilmente nel cristallo di germanio e, così, si crea una regione di barriera con una vasta superficie. Il diodo gold-bonded che ne deriva ha una caratteristica diretta più ripida del solito diodo a punta di contatto. Per alcune applicazioni (per esempio nei circuiti di calcolatori) ciò è di grande importanza.



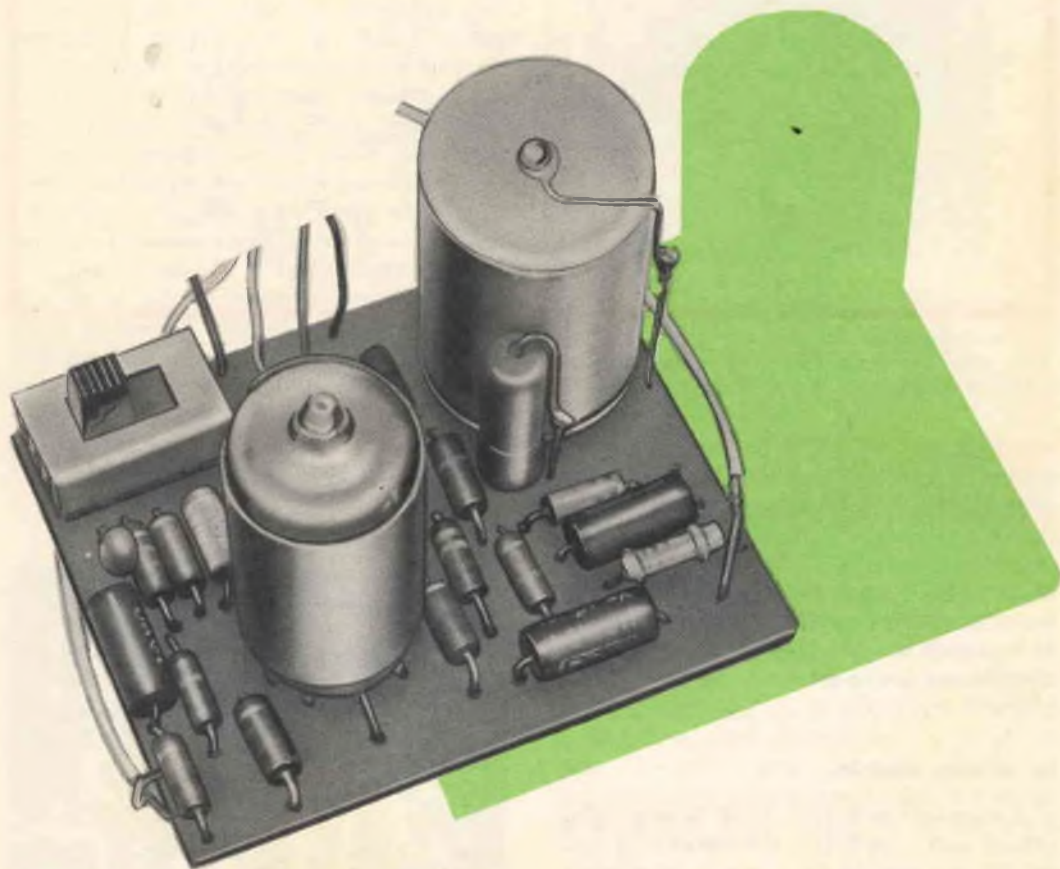
6 FABBRICAZIONE DEL DIODO A GIUNZIONE: DIODO A LEGA E DIODO A DIFFUSIONE

Oltre al diodo a punta di contatto ci sono altri tipi; per esempio il diodo a giunzione, che è rappresentato, in due tipi diversi, in questa figura. Nel diodo a lega, per esempio, una pallina d'alluminio (*a*, fig. I) è posta su una piastrina di germanio *N*. Riscaldandosi, una parte della pallina si fonde col cristallo, formando una zona *P* (colorata di rosso nella figura II), (l'atomo di alluminio si comporta come accettore, avendo un ragguardevole numero di elettroni di valenza). La formazione della zona *P* si spiega in questo modo. Quando l'alluminio si fonde, il germanio fa lega con esso in una proporzione fissa. Raffreddandosi, la goccia si solidifica e il germanio precipita sulla parte di cristallo ancora solida, mantenendo così la struttura del monocristallo. Una piccola parte di alluminio rimane nel germanio che si solidifica, mentre il rimanente viene espulso. La regione solidificata diviene così una zona *P*, e la goccia di alluminio funge come punto di contatto elettrico. Il cristallo *P-N* che ne deriva si salda al filo di connessione (fig. III) che porta anch'esso una sezione di involucro di vetro (*c*). L'insieme che appare nella figura IV (filo di rame e molla di contatto *d*) viene inserito nell'involucro mostrato nella figura III e il grano di vetro (*e*) si fonde con l'involucro. La figura V rappresenta la sezione di un diodo completo. La figura VI mostra invece il diodo visto dall'esterno; la lunghezza dell'involucro è di circa 6 mm; e questo è sempre dipinto esternamente di nero per evitare gli effetti nocivi della luce.

Nel diodo a diffusione, uno strato, poniamo, di boro (*f*, fig. VII), che è pure un materiale accettore, è applicato a un cristallo di silicio tipo *N* (*g*). Mediante riscaldamento, il boro si diffonde nel cristallo, e si ottiene così un cristallo *P-N*. Si può ottenere lo stesso risultato anche ponendo il cristallo in un'atmosfera di vapori di boro ad alta temperatura, provocando così la diffusione del boro dal vapore, nel cristallo. Applicando una tensione al cristallo *P-N*, si ha un flusso di corrente che provoca una dissipazione di calore nel cristallo. Se poi la corrente è forte, si genera un notevole calore, che fa aumentare la temperatura del cristallo. Per ottenere una migliore dispersione di calore nei diodi con alta corrente diretta, si usa una costruzione più robusta. Un metodo tipico è quello di saldare il cristallo *P-N* (*fg*, fig. VIII) a una base metallica (*h*), e un elettrodo di contatto (*i*) all'altra superficie del cristallo. Il tutto viene chiuso in un involucro di metallo, sigillato da un coperchio di vetro (*m*) attraverso il quale passa il filo di contatto. La figura IX illustra appunto l'esterno di un diodo ad alta potenza di questo tipo.

(continua)

PREAMPLIFICATORE EQUALIZZATORE A VALVOLA



L' apparecchio che ci accingiamo a descrivere, costituisce un'edizione migliorata di un altro preamplificatore a suo tempo apparso su Selezione di Tecnica Radio-TV: esso funziona con una sola valvola doppia del tipo ECC83, ed essendo interamente montato su circuito stampato, è, rispetto al precedente, di più facile realizzazione e di funzionamento sicuro.

Col suo impiego è possibile aumentare la sensibilità di un qualsiasi amplificatore di bassa frequenza a valvola, tanto da consentire l'utilizzazione di sorgenti di segnali a basso livello quali potrebbero essere

quelli di un microfono elettrodinamico o una cartuccia fonografica del tipo a riluttanza variabile.

Si sa infatti che i normali amplificatori necessitano, per ottenere la massima potenza d'uscita, di una tensione di pilotaggio molto più alta di quella fornibile da uno dei trasduttori su menzionati, dell'ordine delle centinaia di millivolt. Tale appunto è il livello d'uscita delle comuni testine fonografiche di tipo piezoelettrico, delle prese radio, dei registratori a nastro ecc.

Con l'aggiunta di questo preamplificato-

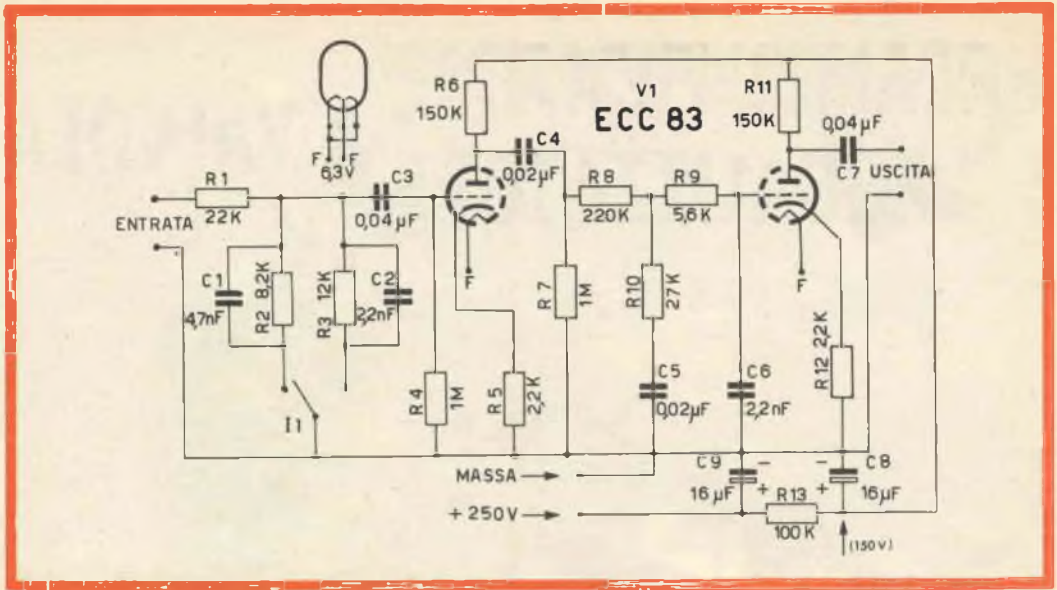


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore.

re si potrà invece adattare l'amplificatore a una testina fonografica del tipo a riluttanza variabile e ad un microfono elettrodinamico la cui uscita sia compresa fra 5 e 30 millivolt circa.

Lo schema elettrico

È riportato dalla fig. 1: le tensioni d'ingresso sono applicate, attraverso una resistenza in serie da 22 kohm a un condensatore da $0,04 \mu\text{F}$, alla griglia del primo triodo della valvola ECC83.

Il commutatore di attenuazione I_1 , è a due posizioni: sulla prima risultano inseriti la resistenza R_2 da 8,2 kohm e il condensatore C_1 da 4,7 nF, sulla seconda, la resistenza R_3 da 12 kohm e il condensatore C_2 da 2,2 nF.

I due circuiti consentono di attenuare il livello del segnale d'ingresso per tutte le frequenze superiori a 1000 Hz; come si può facilmente notare, nella prima posizione l'attenuazione è maggiore che nella

seconda; il commutatore è di tipo semifisso, e va predisposto una volta per sempre a seconda del tipo di rivelatore impiegato, senza cioè, che si renda più necessario alcun successivo intervento da parte dell'operatore durante il funzionamento del sistema di amplificazione.

Il catodo della prima sezione triodica, è polarizzato per mezzo di una resistenza R_5 da 2,2 kohm che, come si può rilevare dallo schema, non è bypassata per i segnali alternati, e quindi introduce una certa controreazione di corrente che contribuisce alla linearità della curva di risposta del preamplificatore; la resistenza R_6 da 150 kohm costituisce, sulla placca, il carico della valvola.

I segnali alternati, attraversano un condensatore C_4 da $0,02 \mu\text{F}$ che blocca invece la componente continua; segue quindi un circuito di correzione ed equalizzazione per lo spettro di frequenza, realizzato con un doppio ponte RC costituito dalle resistenze R_7 , R_8 , R_9 , R_{10} e dai condensatori

C_5 e C_6 . Il primo circuito ha per effetto di esaltare i segnali di frequenza bassa rispetto a quelli di frequenza più elevata; il secondo circuito RC limita semplicemente la risposta del preamplificatore oltre un certo valore di frequenza.

I segnali giungono così al secondo triodo dell'ECC83: la polarizzazione di questo catodo è assicurata dalla resistenza R_{12} da 2,2 kohm, mentre il carico anodico è rappresentato da R_{11} da 150 kohm: dalla placca tramite un condensatore da 0,04 μ F, che blocca la componente continua, il segnale giunge all'amplificatore di potenza.

Per alimentare questo preamplificatore sono necessarie una tensione a 6,3 V, per l'accensione di filamenti della valvola, e un'altra tensione raddrizzata di 150 V per i circuiti anodici; il circuito descritto comprende un ulteriore livellamento della tensione al fine di alimentare la valvola con una bassissima percentuale di ronzio: questo infatti deve essere inferiore, per 200 V di alimentazione, a 10 mV efficaci.

Non essendo previsto sul circuito stampato il circuito comprendente la valvola



Fig. 2 - Riproduzione del circuito stampato in grandezza naturale

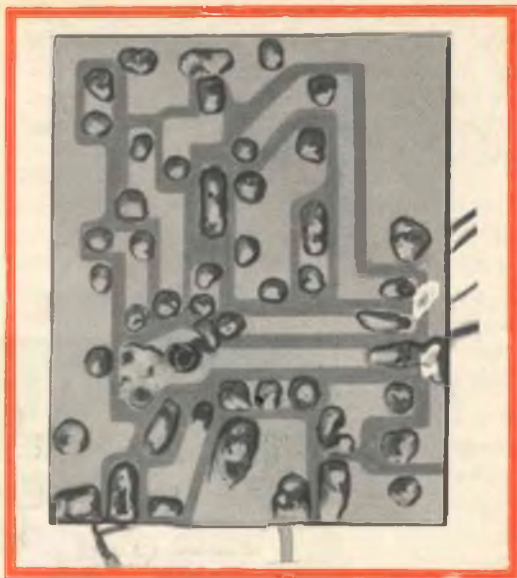


Fig. 3 - Circuito stampato del preamplificatore visto dal lato collegamenti. Le saldature devono risultare sufficientemente « calde » e senza dispersione di stagno.

raddrizzatrice e i diodi al silicio, il preamplificatore descritto deve fare capo necessariamente ad un amplificatore di potenza dal quale sia possibile prelevare la bassa tensione alternata per l'accensione della ECC83 e l'alta tensione raddrizzata per l'alimentazione anodica della valvola.

Quindi, qualora la tensione prelevabile dall'amplificatore sia di 250 V, per ridurla a 150 V, occorre introdurre in serie al circuito d'ingresso una resistenza R_{13} di valore tale (nel nostro caso 100 kohm) da determinare una caduta di tensione di 100 V.

Per tensioni d'alimentazione diverse da quella da noi indicata, si dovrà adattare il valore di R_{13} tenendo presente che, aumentandolo, aumenta la caduta di tensione e diminuisce il voltaggio ai capi del condensatore C_8 . Il contrario accade diminuendo il valore di R_{13} .

Nulla impedisce però di realizzare, a parte, un alimentatore che fornisca le suddette tensioni: l'autore dell'articolo, dato che ha realizzato il preamplificatore per pilotare un'amplificatore di potenza già in suo possesso, ha optato per la prima soluzione.

Al circuito stampato devono quindi essere collegati la presa di massa, i due fili del filamento, l'alta tensione « +250 V » e i collegamenti d'entrata e d'uscita, questi ultimi effettuati necessariamente con del cavetto schermato a bassa perdita.

La realizzazione pratica

Tutti i componenti necessari al cablaggio del preamplificatore sono disponibili presso i magazzini G.B.C.; il circuito stampato invece deve essere realizzato dal dilettan-

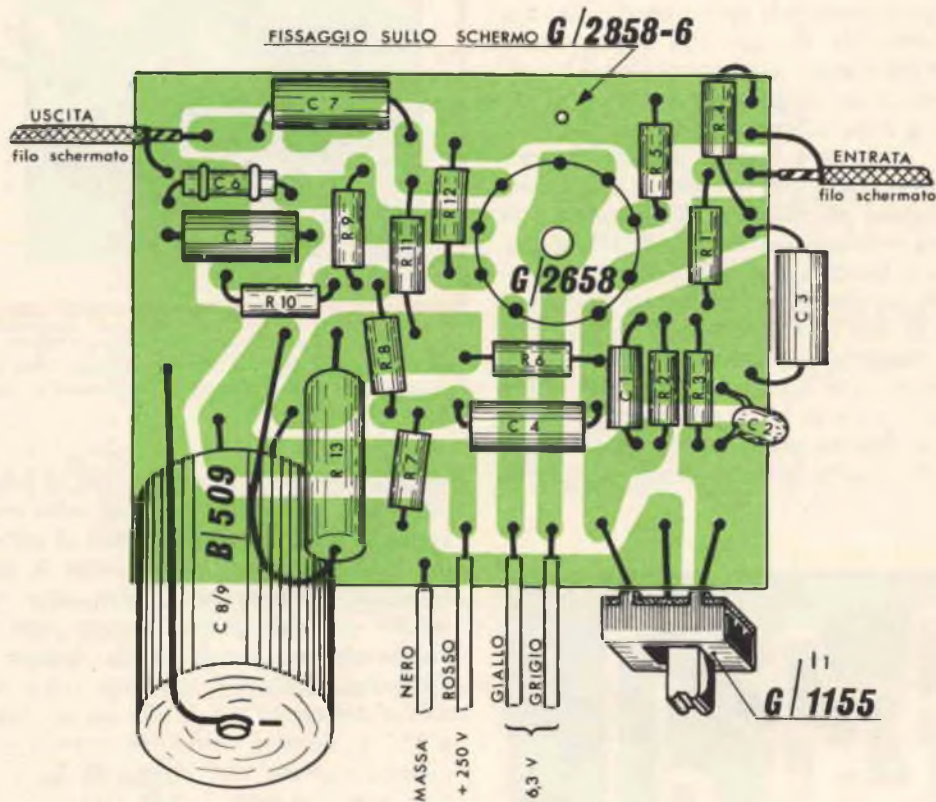


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul pannello del circuito stampato.

te; la fig. 2 ne rappresenta, in scala 1/1, l'andamento dei collegamenti stampati e i vari punti di foratura.

Per realizzare la piastrina avvalersi della scatola « Print-Kit » che contiene tutto il necessario per disegnare e incidere le basette ramate, oltre logicamente alle complete istruzioni per eseguire le varie operazioni senza alcuna possibilità di errore.

Una volta in possesso del circuito stampato, non rimane che effettuare il montaggio vero e proprio. Si inseriranno i vari componenti cominciando da quelli di minor ingombro e terminando con il condensatore elettrolitico di livellamento, lo zoccolo della valvola e tutti i conduttori relativi all'alimentazione, all'ingresso e all'uscita dei segnali.

Al fine di non danneggiare il sottile strato di rame e non surriscaldare eccessivamente i terminali dei diversi componenti, per le saldature avvalersi di un saldatore dalla punta sottile e a bassa dissipazione. Affinché le saldature non diano luogo a cadute di tensione nocive, o contatti imperfetti che pregiudicherebbero assolutamente il buon funzionamento del preamplificatore, ecc. esse devono risultare sufficientemente « calde ».

Per quanto riguarda il montaggio, attenersi in tutto e per tutto alla fig. 4 che rappresenta la disposizione delle varie parti e il circuito stampato visto in trasparenza, cioè dal lato componenti.

Ogni possibilità di errore pensiamo che dovrebbe essere così da escludere, a patto s'intende che il circuito stampato sia stato realizzato seguendo con precisione il disegno della fig. 2.

Una volta fornite alla valvola le tensioni necessarie alla sua accensione, ed alla sua alimentazione anodica, il funzionamento del preamplificatore dovrebbe essere immediato; comunque essendo in gioco tensioni rilevanti, prima di collegare l'apparecchio all'alimentatore sarà bene rivedere con attenzione i collegamenti e in particolare modo quelli relativi ai componenti C_8 - C_9 - R_6 - R_{11} - R_{13} .

Come accennato all'inizio della descrizione, il preamplificatore in oggetto potrà essere accoppiato a un qualsiasi giradischi munito di testina a bassa tensione d'uscita, del tipo per esempio a riluttanza variabile, e dinamico, e fornire all'amplificatore di potenza un segnale sufficientemente ampio per ottenere un ascolto soddisfacente.

L'impedenza d'ingresso è dell'ordine di 1 Mohm, quindi, dovendo collegare un trasduttore a bassa impedenza, trasformare la stessa sino al valore richiesto dal circuito.

Oltre alla testina fonografica può essere collegato all'ingresso del preamplificatore qualsiasi tipo di microfono a bassa uscita, del tipo a nastro, dinamico, a condensatore ecc.

Utilizzando un microfono, al fine di evitare noiose quanto indesiderabili reazioni che pregiudicherebbero la buona riprodu-

zione del complesso, separare i collegamenti d'ingresso da quelli d'uscita.

Comunque, per i vari casi, adottare le soluzioni che meglio rispondono alle diverse esigenze; un accorgimento utile può essere quello di schermare la valvola, e ciò si può ottenere semplicemente con una fascetta metallica che avvolga il bulbo della valvola da collegare poi alla linea di massa del preamplificatore. Oppure si può racchiudere completamente l'apparecchio in una scatoletta metallica che farà sempre capo al collegamento di terra dell'amplificatore di potenza.

Il preamplificatore può essere sistemato sia vicino all'amplificatore, che nello stesso contenitore del giradischi; il collegamento poi tra i due apparecchi, al fine di ridurre al minimo le capacità distribuite del cavetto che influenzerebbero negativamente la curva di risposta dell'amplificatore, è bene sia limitato a pochi metri.

La valvola indicata nello schema elettrico della fig. 1 è l'ECC83 della Philips; l'equivalente tipo americano è la 12AX7; comunque non essendo critiche le condizioni di funzionamento, qualsiasi altro tipo con zoccolatura Noval può essere impiegato con soddisfazione, per esempio: 12AU7 - 12AT7 - ECC82 ecc.

Lo stesso dicasi per gli altri componenti; una volta che siano rispettate le tensioni di lavoro dei condensatori e la dissipazione delle resistenze, qualsiasi altro tipo diverso da quello indicato dall'elenco materiali, può essere impiegato senza che il funzionamento del preamplificatore ne sia in alcun modo influenzato.

Rispettando i valori di frequenza, cioè operando nella banda passante compresa tra 50 e 15.000 Hz, è possibile impiegare il suddetto preamplificatore per amplificazione di segnali rettangolari, a dente di sega, impulsi aperiodici, ecc., e quindi per farlo funzionare in unione a contatori elettronici, calcolatrici, rivelatori geiger, ecc.

Nulla vieta poi, modificando le costanti di tempo del circuito, di spostarne la frequenza di funzionamento e aprire così nuove possibilità di impiego nelle radio frequenze.

ELENCO COMPONENTI DEL PREAMPLIFICATORE A VALVOLA

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.	Prezzo listino
R1	Resistenza 22 k ½ W 20%	D/32	18
R2	Resistenza 8,2 k ½ W 20%	D/32	18
R3	Resistenza 12 k ½ W 20%	D/32	18
R4	Resistenza 1 M ½ W 20%	D/32	18
R5	Resistenza 2,2 k ½ W 20%	D/32	18
R6	Resistenza 150 k ½ W 20%	D/32	18
R7	Resistenza 1 M ½ W 20%	D/32	18
R8	Resistenza 220 k ½ W 20%	D/32	18
R9	Resistenza 5,6 k ½ W 20%	D/32	18
R10	Resistenza 27 k ½ W 20%	D/32	18
R11	Resistenza 150 k ½ W 20%	D/32	18
R12	Resistenza 2,2 k ½ W 20%	D/32	18
R13	Resistenza 100 k 2 W 10%	D/52-1	70
C1	Condensatore 4700 pF	B/198	42
C2	Condensatore 2200 pF	B/12	40
C3	Condensatore 40 nF	B/179-5	48
C4	Condensatore 20 nF 150 V	B/179-3	42
C5	Condensatore 20 nF	B/179-3	42
C6	Condensatore 2200 pF	B/16	40
C7	Condensatore 40 nF 150 V	B/179-5	48
C8-C9	Condensatore 16 ÷ 16 µF 350 V	B/509	364
V1	Valvola	ECC83	1.100
I1	Deviatore	G/1155	144
	Zoccolo noval	G/2658	54
	Schermo	G/2858-6	24
	Circuito stampato (vedi testo)		

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
 POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

Una vasta gamma
 di tipi standard

Modelli speciali
 per ogni esigenza

per l'industria: *potenziometri, giradischi, cambiadischi, macchinario elettrico*

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

CONDENSATORI ELETTROLITICI AL TANTALIO PER ELEVATE PRESTAZIONI

Nello sviluppo dei componenti elettronici per elevate prestazioni ⁽¹⁾, le ricerche nel campo dei condensatori elettrolitici tendevano, come primo traguardo, al miglioramento delle proprietà elettriche e meccaniche dei condensatori in alluminio, data la loro importanza derivante dal basso costo di produzione. Il risultato ha portato a condensatori che si distinguono,

oltre che per una elevata costanza nel tempo dei valori elettrici, anche per una piccola corrente di fuga, basso fattore di perdita ed una elevata durata e sicurezza di funzionamento. È stato, ad esempio possibile creare per i cosiddetti « condensatori a lunga durata », una esecuzione a bassa tensione con la quale, grazie alla particolare costruzione, si può contare su

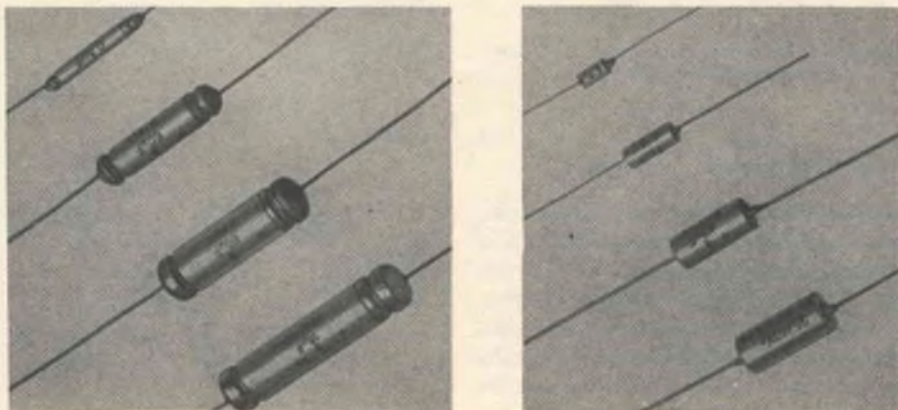


Fig. 1 - Condensatori al tantalio a nastro (a destra) e condensatori ad anodo sinterizzato ad elettrolite solido (a sinistra).

una durata di impiego di 15 anni, a temperatura di esercizio di 40 °C. La percentuale di scarto è minore del 3%.

Specialmente per importanti apparati nella tecnica di transistorizzazione e miniatura si richiedono condensatori elettrolitici i quali, oltre alle succitate proprietà, possiedono dimensioni molto piccole. Inoltre essi devono venire usati molto spesso in un campo di temperatura di esercizio molto vasto e devono avere correnti di fuga quanto più piccole possibili, con minimo fattore di perdita.

Queste esigenze sono rispettate nei condensatori elettrolitici al tantalio fra i quali ha particolare importanza, oltre alla esecuzione a nastro, anche il tipo secco ad anodo sinterizzato.

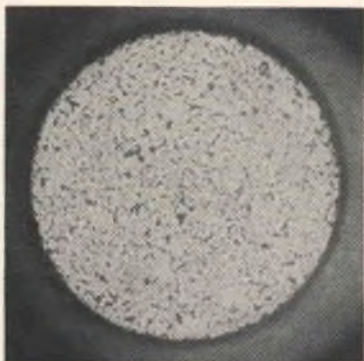
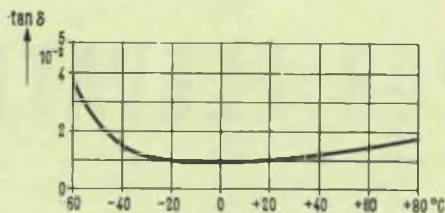


Fig. 2 - Sezione di un anodo sinterizzato di un condensatore al tantalio ad elettrolita solido.

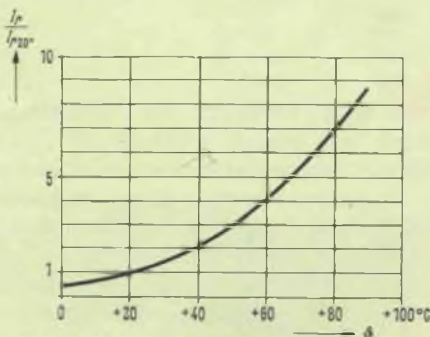
Condensatori al tantalio a nastro

In modo analogo come per l'alluminio, si ricopre il tantalio, inserito come anodo in un bagno elettrolitico, con uno strato di ossido, il pentossido di tantalio. L'intensità del campo di esercizio consentita dallo strato di ossido di tantalio non è molto inferiore a quello dello strato di ossido di alluminio, in compenso, essendo la costante dielettrica ϵ 4 volte più grande (26,5), si possono raggiungere capacità per unità di volume corrispondentemente più elevate.

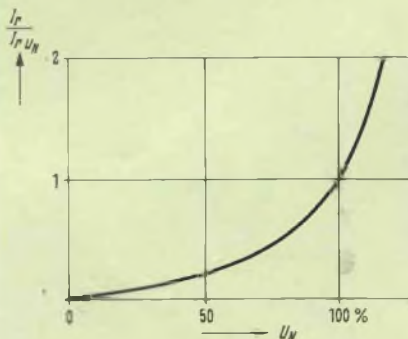
Lo strato di ossido di tantalio, come il tantalio stesso, è estremamente stabile contro attacchi chimici. Questa elevata resistenza alla corrosione consente al condensatore elettrolitico al tantalio valori elettrici estremamente costanti (fig. 1). Inoltre, la stabilità dello strato d'ossido rende pos-



a Fattore di perdita $\tan \delta$ a 50 Hz in funzione della temperatura



b Dipendenza della corrente di fuga dalla temperatura



c Dipendenza della corrente di fuga dalla tensione

Fig. 3 - Caratteristiche di conduttori ad anodo sinterizzato ad elettrolita solido.

sibile l'utilizzazione di elettroliti con conducibilità elevata anche ad alta temperatura. Ciò è di fondamentale importanza per un comportamento più favorevole, in relazione alla temperatura e frequenza, della capacità, del fattore di perdita e della impedenza.

Gli elettrodi elettrochimicamente formati, provvisti di fili di connessione saldati e quindi di sicuro contatto, vengono disposti a fascia nel modo usuale con carta per condensatori. Il tutto viene poi inserito in un tubo di argento ed impregnato sotto vuoto con l'elettrolita.

Infine, il condensatore viene chiuso ermeticamente, elettrochimicamente forma-

to e quindi sottoposto ad un esame finale meccanico ed elettrico. Nella tabella si possono rilevare i vari campi di capacità e di tensione, con i corrispondenti dati elettrici.

Condensatori al tantalio ad anodo sinterizzato ed elettrolita solido

L'utilizzazione di anodi sinterizzati porosi dà la possibilità di ottenere condensatori di dimensioni ancora minori. Inoltre, viene reso possibile un prezzo di produzione più favorevole, in quanto gli anodi vengono prodotti da polvere di tantalio di costo notevolmente inferiore. Questa pol-

Dati Elettrici		Tipo a nastro	Tipo sinterizzato secco
Tensione nominale	V _	3 ÷ 150	6 ÷ 35
Capacità nominale	μF	0,25 ÷ 240	0,25 ÷ 330
Tolleranza della capacità	%	± 20	± 20
Misure di ingombro	mm	3,2φ × 25 ÷ 10φ × 45	2,5φ × 6 ÷ 8,7φ × 19,1
Capacità specifica	μF/cm ³	1,2 ÷ 50	2 ÷ 200
Campo di temperatura di esercizio	°C	-60 ÷ +85	-60 ÷ +80 (+ 125)*
Fattore di perdita tan δ	a + 20°C e 50 Hz	< 0,1 ÷ 0,06	< 0,06
Corrente di fuga	μA/V · μF	≤ 0,02	≤ 0,02
Diminuzione di capacità a -60 °C riferita a + 20 °C, 50 Hz	%	30**	15**
Diminuzione di capacità a 10 kHz riferita a + 20 °C, 50 Hz	%	35**	25**

* Con diminuzione di tensione

** Valore orientativo dipendente dal campo di tensione e dal valore della capacità

Condensatori elettrolitici al tantalio per elevate prestazioni

vere, scelta secondo precisi criteri per quanto riguarda la granulosità, viene pressata in una ben determinata quantità assieme ai fili di connessione in un corpo cilindrico non alterabile. Segue un processo di sinterizzazione che viene eseguito a temperatura molto elevata, sotto vuoto spinto con il quale contemporaneamente si raggiunge una ulteriore purificazione del tantalio. Si ottiene un corpo poroso con grande superficie interna, che si forma in elettrolita e che viene poi purificato da tutti i resti (fig. 2).

Di grande valore, sostanziale per le proprietà elettriche, è la costruzione con elettrolita solido, costituito da uno strato semiconduttore. In questo caso il corpo sinterizzato viene saturato con la soluzione di un composto di manganese e la sostanza assorbita dal corpo sinterizzato si trasforma con un processo termico in ossido di manganese. Con procedimenti ripetuti più volte di formazioni elettrochimiche interne, si genera, come elettrolita solido, uno strato attivo avente buona capacità di conduzione che riempie i pori del corpo sinterizzato.

Sullo strato di ossido di manganese si deposita uno strato di grafite che, mediante evaporazione di metallo, viene rinforzato e rende possibile la saldatura del

catodo. Dopo un bagno di stagno, vengono applicati i fili di connessione ed il tutto viene inserito in un contenitore metallico predisposto con un opportuno passaggio di sostanza vetrosa e quindi saldato a tenuta. Infine il condensatore viene elettrochimicamente formato e sottoposto per lungo tempo alle condizioni più severe ed infine a controllo.

La gamma di produzione e i dati elettrici possono rilevare nella tabella e nelle figure 3 e 4. A confronto con il tipo a nastro risulta di grande importanza l'elevato guadagno in merito alla capacità specifica. Riferendosi ad un condensatore di 50 μF per 35 V di tensione nominale, si ha una capacità per unità di volume di 14 $\mu\text{F}/\text{cm}^3$ per il condensatore a nastro, mentre per il tipo sinterizzato secco, questa è di 42 $\mu\text{F}/\text{cm}^3$ cioè 3 volte maggiore.

Questo tipo di condensatore, per tensioni nominali fino a 35 V, unisce ai vantaggi presenti nel condensatore a nastro, cioè del basso fattore di perdita e della piccola corrente di fuga, quelli dovuti alla scarsa dipendenza dalla temperatura e dalla frequenza ed infine alle dimensioni d'ingombro molto piccole.

(Da "Rivista Siemens")

(1) Wiegand, O.: Elektrische Bauelemente für erhöhte Anforderungen. Siemens-Z. 35 (1961) pp. 270-274

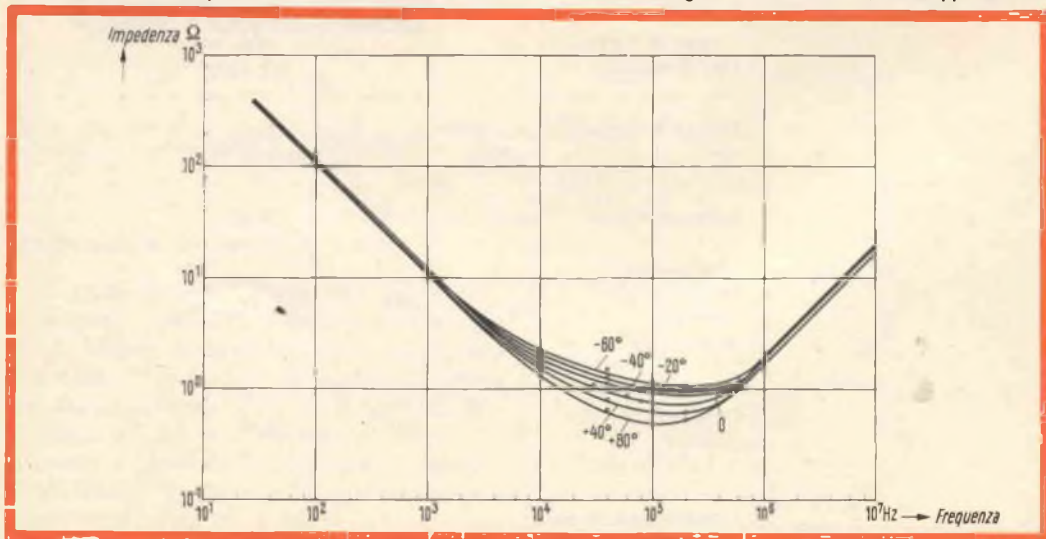
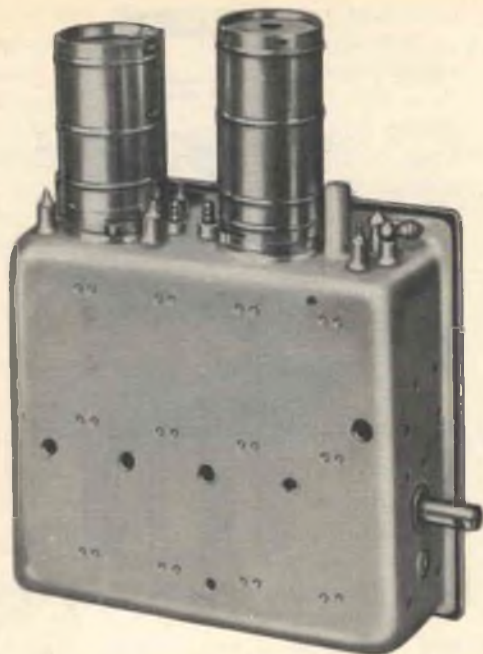


Fig. 4 - Andamento della impedenza di un condensatore ad anodo sinterizzato ad elettrolita solido in funzione della frequenza e della temperatura.



SELETTORE DI CANALI UHF

M/780

A3. 270. 79/PM

Il selettore di canali UHF A3.270.79/PM può sintonizzarsi in maniera continua entro la banda compresa tra 470 MHz e 860 MHz. Nello stadio amplificatore RF è equipaggiato con il nuovo triodo UHF PC88 mentre nello stadio convertitore-autoscillante impiega il triodo PC86. La frequenza intermedia (FI) di uscita è compresa tra 40,4 e 45,9 MHz (canale italiano protetto).

Il nuovo triodo PC 88 con anodo asimmetrico

Il nuovo triodo UHF PC 88 è stato sviluppato in seguito agli studi e alle esperienze acquisite nel campo UHF con l'impiego del triodo PC 86 usato in precedenza come amplificatore RF al posto dell'attuale PC 88. Anche il triodo PC 88

è con griglia a « telaio » ed è stato appositamente studiato per essere impiegato nello stadio amplificatore RF dei selettori di canali UHF. Montato in un circuito con griglia a massa esso è, infatti, in grado di fornire le prestazioni richieste da un siffatto stadio e cioè: notevole amplificazione di potenza, ottima stabilità di funzionamento e bassa reazione sul catodo del segnale presente sull'anodo, cioè, elevato disaccoppiamento tra circuito d'ingresso e circuito di uscita.

Una elevata amplificazione di potenza può essere ottenuta sia quando si può disporre di una valvola con un valore di pendenza (S) elevato, sia aumentando l'impedenza di carico nel circuito anodico. Infatti,

$$A = S \cdot Z_L$$

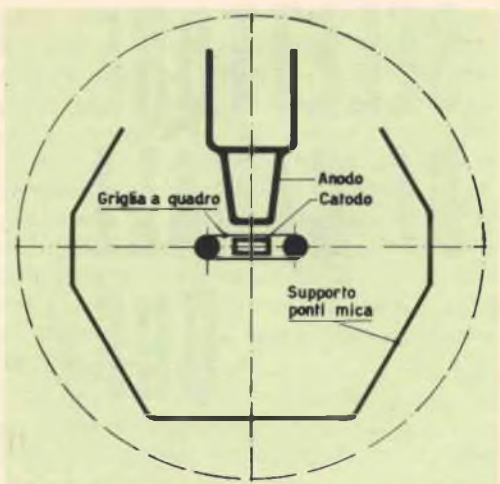


Fig. 1 - a) Sezione trasversale degli elettrodi del triodo PC 88.

b) PC 88 (ingrandimento $\times 2$), visto lateralmente per mettere in evidenza la struttura asimmetrica dell'anodo.

dove S è la pendenza della valvola e Z_L l'impedenza di carico. L'impedenza di carico nel circuito anodico diventa elevata quando tanto la reazione del circuito di uscita nel circuito d'ingresso, quanto la capacità di uscita della valvola, risultano trascurabili.

L'aver assegnato al terminale di griglia del triodo PC 88 contemporaneamente 5 piedini ha contribuito decisamente ad abbassare l'induttanza del terminale di uscita di questo elettrodo ($0,5 \mu\text{H}$) e ad ottenere una bassa reazione tra uscita e entrata della valvola. A ciò ha contribuito anche la riduzione della capacità di uscita della valvola ottenuta dimezzando l'anodo; ne è derivata una nuova disposizione elettrodica nella quale l'anodo viene a trovarsi in una posizione asimmetrica rispetto al catodo come indicato schematicamente in fig. 1.

Questa particolare costruzione riduce notevolmente la capacità di uscita della valvola, ma è fuori dubbio però che con questa disposizione il catodo viene ad essere sovraccaricato e, per questo, trova giustificazione il fatto che il valore limite della corrente catodica nella PC 88 è inferiore a quello della PC 86 (PC 86, $I_{k\text{max}} = 20 \text{ mA}$); (PC 88, $I_{k\text{max}} = 13 \text{ mA}$).

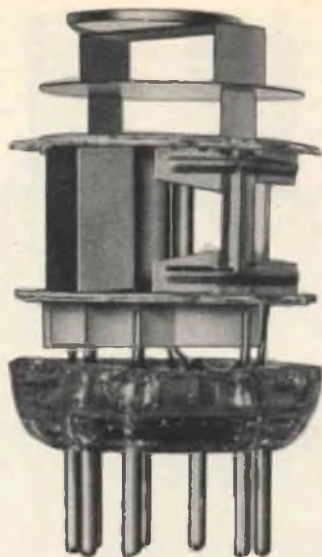


Fig. 2 - Selettore di canali UHF A3.270.79/PM.

La disposizione asimmetrica dell'anodo rispetto al catodo consente inoltre di ridurre considerevolmente la distanza tra catodo e griglia (circa 35μ) consentendo di ottenere quel valore elevato di pendenza ($S = 13,5 \text{ mA/V}$) che, come abbiamo detto sopra, è una delle condizioni indispensabili per ottenere un guadagno elevato.

Circuito elettrico del selettore

Stadio amplificatore RF

Il circuito d'ingresso di antenna è simmetrico con l'impedenza caratteristica di 300Ω . L'adattamento di questo valore di impedenza (300Ω simmetrici) con quello proprio della valvola (circa 100Ω asimmetrici) è attuato mediante un trasformatore ($S_1 - S_2$) del tipo a mezza lunghezza d'onda ($\lambda/2$) ed un filtro a « L » ($S_3 - C_{30}$). La messa a punto di questo adattamento viene effettuata mediante regolazione del compensatore C_{30} . Il fattore di riflessione del circuito d'ingresso è inferiore al 40% entro l'intera gamma ($470 \div 861 \text{ MHz}$).

Il carico anodico del triodo PC 88 è costituito da un filtro passa-banda il cui primario è formato da una linea in $\lambda/2$ (C_6, S_6, C_{22}) accoppiata ad una seconda li-

nea in $\lambda/2$) (C_{11} , S_7 , C_{23}) che rappresenta il secondario del filtro. La larghezza di banda di questo filtro è sostanzialmente uniforme ($7 \div 10$ MHz).

Lo stadio amplificatore RF è con griglia a massa in quanto questo circuito è quello che più di ogni altro consente di ridurre al minimo la reazione sul catodo del segnale presente sull'anodo e ottenere quindi il massimo disaccoppiamento tra circuito di ingresso e circuito di uscita; nel caso del triodo PC 88 la griglia viene collegata a massa con 5 piedini.

Stadio convertitore outooscillante

L'accoppiamento tra il secondario del filtro passa-banda e l'ingresso della valvola convertitrice è attuato mediante una spira (S_3) disposta in serie fra il catodo e la resistenza R_5 . L'anodo del triodo PC 86 è collegato sia al circuito dell'oscillatore (C_{15} , S_9 , C_{24}) formato da una linea in $\lambda/2$, che al circuito di accordo a frequenza intermedia (FI). La bobinetta S_{10} impedisce che

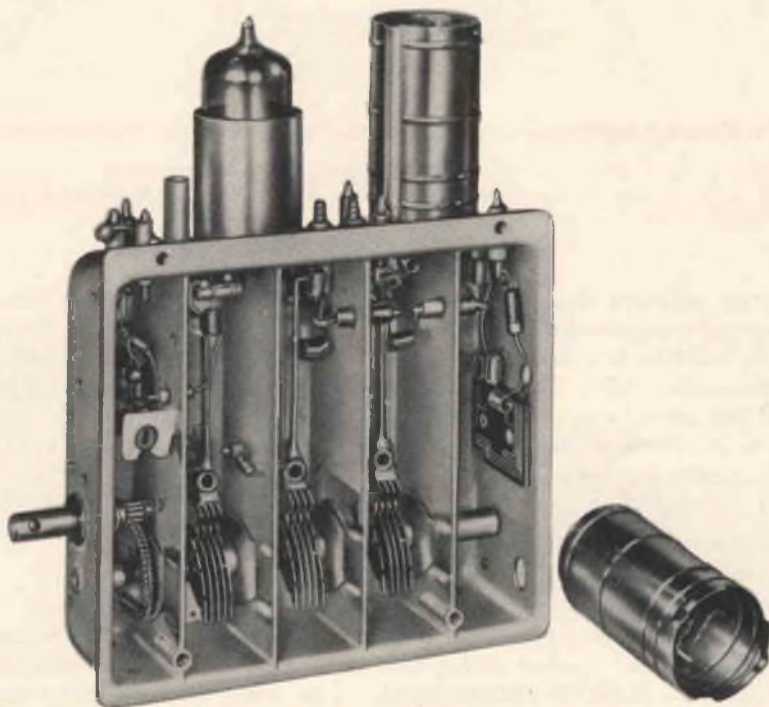
il circuito a frequenza intermedia venga disaccordato quando si varia la capacità del condensatore di sintonia C_{24} : per la frequenza intermedia infatti questa bobinetta rappresenta un cortocircuito verso massa.

IRRADIAZIONE

Irradiazione attraverso lo chassis del selettore

I fili di alimentazione della valvola convertitrice-autooscillante attraversano gli altri scomparti tramite condensatori passanti: in questo modo viene realizzato un maggior filtraggio ed un maggior arresto della tensione dell'oscillatore.

Per assicurare una perfetta tenuta agli effetti della radiazione viene disposto sul coperchio del selettore un foglio di spugna di gomma sul quale successivamente viene fissato un foglio di rame. Con queste precauzioni l'irradiazione attraverso lo chassis, misurata alla distanza di 10 m, risulta inferiore a $50 \mu\text{V}/\text{m}$.



Sezione della parte meccanica del selettore di canali UHF A3 270.

La tensione dell'oscillatore presente sui morsetti di antenna è dovuto principalmente alla bassa capacità anodo-catodo del nuovo triodo PC 88.

Irradiazione attraverso l'uscita della frequenza intermedia

La tensione dell'oscillatore viene quasi completamente bloccata all'uscita della frequenza intermedia dalla bobina S_{11} e dal

MISURE

Esame della curva del filtro di banda RF

Per poter rilevare la curva della banda passante RF sono necessari un volubatore, un amplificatore a larga banda ed un oscilloscopio. Per non falsare la curva del filtro di banda RF è necessario che il circuito di uscita del selettore e l'amplificatore presentino una curva di risposta piatta (entro $\pm 2 \div 3\%$) tra 35 MHz e 45 MHz.

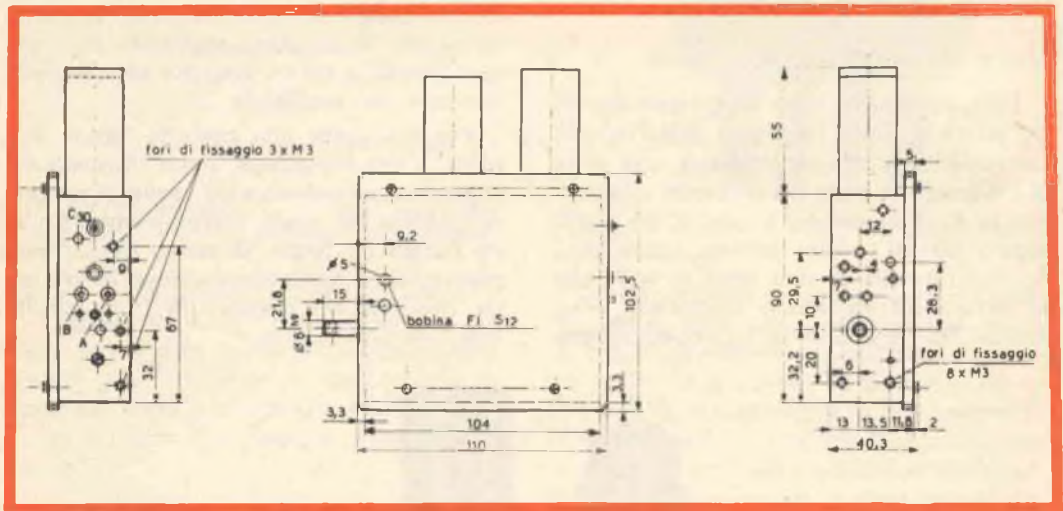


Fig. 3 - Dati d'ingombro in mm del selettore A3.270.79/PM.

condensatore passante C_{18} . Per attenuare ulteriormente l'irradiazione del segnale dell'oscillatore e delle sue armoniche viene vantaggiosamente usato l'accoppiamento capacitivo per corrente. Il condensatore di accoppiamento viene inoltre suddiviso in due parti: e cioè C_{31} e C_{20} , separati dalla bobina di arresto S_{19} .

La tensione dell'oscillatore sui terminali di uscita della frequenza intermedia risulta inferiore a 0,8 mV.

L'irradiazione attraverso l'uscita FI rimane bassa anche se per arrivare all'ingresso dell'amplificatore FI o al commutatore VHF/UHF si usa un cavo coassiale lungo; è necessario però che lo schermo del cavo venga ben collegato a massa.

Qualora si intendesse controllare l'andamento della curva di risposta suddetta è necessario modificare il selettore come indicato in fig. 7. Il segnale può essere iniettato nel circuito catodico della convertitrice mediante cavo coassiale. L'uscita FI del selettore dovrà essere smorzata con una resistenza da 120 Ω ed un condensatore da 1500 pF collegati in serie.

Misura del guadagno

All'uscita FI del selettore deve essere aggiunto il circuito della fig. 6 in modo da avere un filtro passa-banda FI seguito da un rivelatore.

La capacità complessiva di accoppiamento (C_v + capacità del cavo) e la resistenza

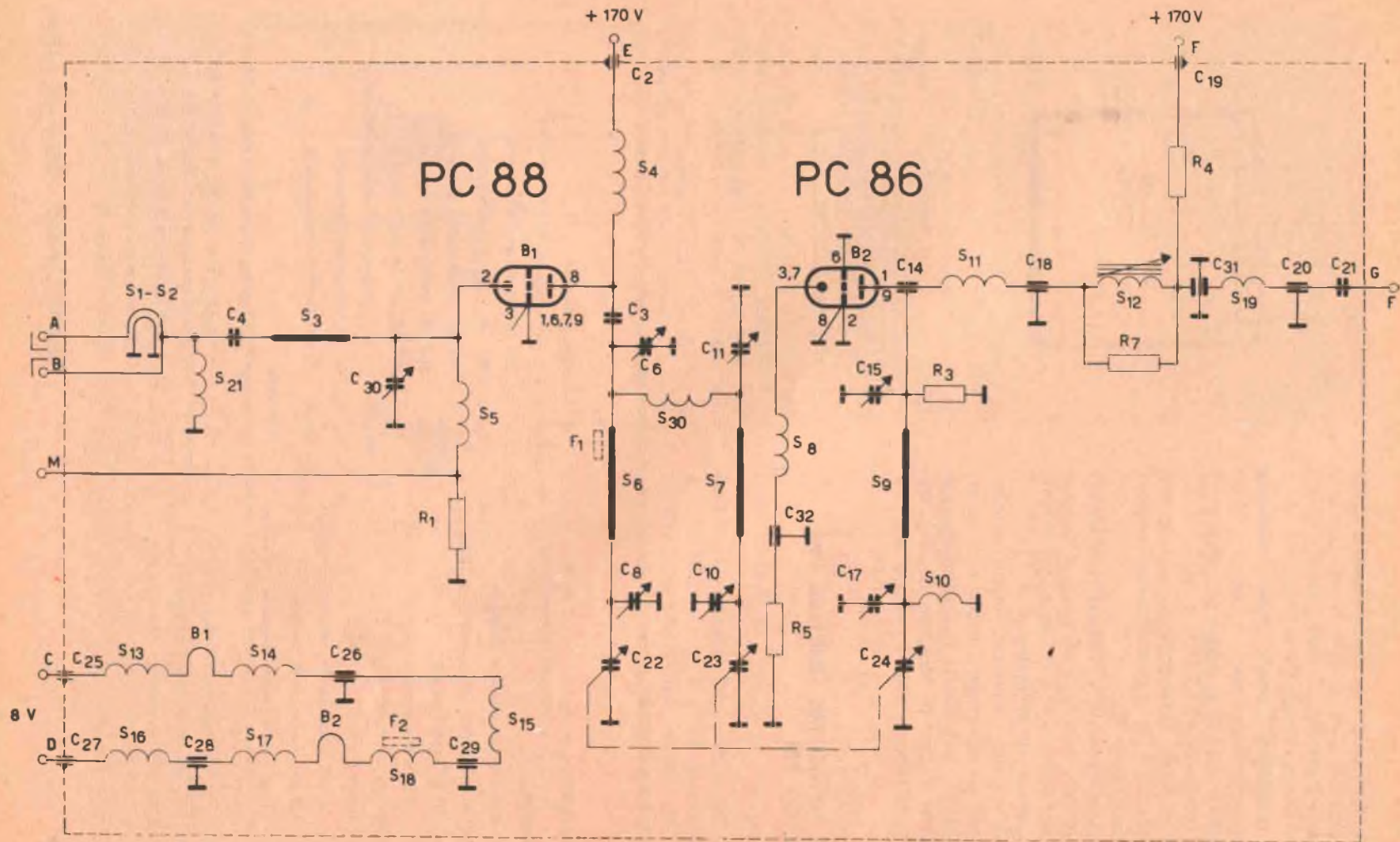


Fig. 4 - Schema elettrico del selettore A3.270.79/PM

di smorzamento (R_d) devono essere scelti in modo che la curva della banda passante sia larga 7 MHz a -3 dB e piatta ($\pm 5\%$); valori indicativi: 56 pF e 5 k Ω .

Il guadagno viene ricavato mediante due misure. Dapprima si collega tra diodo rivelatore (fig. 6) e massa un generatore con segnale di 43,15 MHz e resistenza interna di 50 Ω . Si leggono la tensione raddrizzata E_o e la corrispondente tensione del generatore E_{50} .

Successivamente si collega il rivelatore al selettore, mentre ai terminali d'ingresso di quest'ultimo viene collegato un generatore con resistenza interna di 300 Ω . L'uscita (f.e.m.) del generatore viene regolata in modo da riottenere il precedente valore di tensione raddrizzata E_o . Indicando quest'ultimo valore di tensione (f.e.m.), con E_{300} , il guadagno risulta definito da

$$G = E_{50}/E_{300}$$

DATI TECNICI DEL SELETTORE UHF A3.270.79/PM

Valvole

PC 88: triodo con griglia « a telaio » amplificatore RF.

PC 86: triodo con griglia « a telaio » convertitore-autooscillatore.

COMPONENTI - v. fig. 4

Condensatori

- C₂ = 820 pF, condensatore passante
- C₃ = 100 pF, condensatore ceramico 10%
- C₄ = 10 pF, condensatore ceramico
- C₆ = 3 pF, condensatore ceramico regolabile
- C₈ = statore composto
- C₁₀ = statore
- C₁₁ = 6 pF, condensatore ceramico regolabile
- C₁₄ = 6,8 pF, condensatore passante
- C₁₅ = 3 pF, condensatore passante regolabile
- C₁₇ = statore composto
- C₁₈ = 5 pF, condensatore passante
- C₁₉ = 820 pF, condensatore passante
- C₂₁ = 1500 pF, condensatore ceramico pin-up
— 20+50%
- C₂₂ = rotore composto

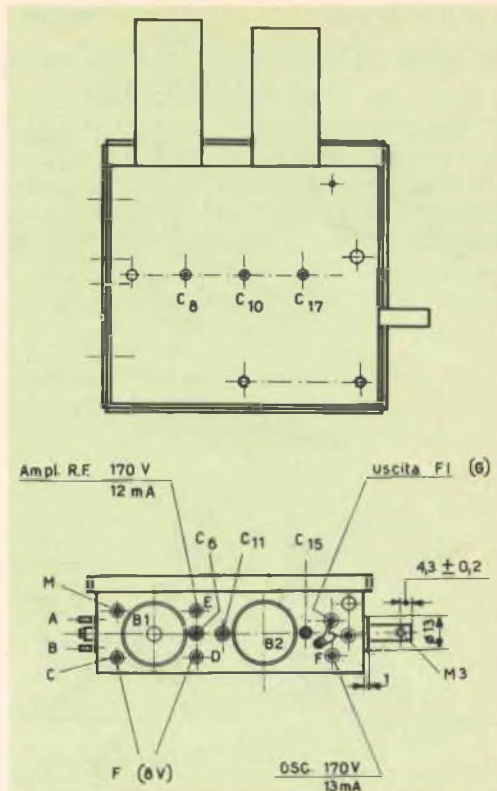


Fig. 5 - Punti di taratura e terminali per il collegamento delle tensioni di alimentazione dell'amplificatore RF, dell'oscillatore e dei filamenti.

- C₂₃ = rotore composto
- C₂₄ = rotore composto
- C₂₅ = 820 pF, condensatore passante
- C₂₆ = 820 pF, condensatore passante
- C₂₇ = 820 pF, condensatore passante
- C₂₈ = 820 pF, condensatore passante
- C₂₉ = 820 pF, condensatore passante
- C₃₀ = 3 pF, condensatore ceramico regolabile
- C₃₁ = 15 pF, condensatore passante
- C₃₂ = 820 pF, condensatore passante

Resistenze

- R₁ = 120 Ω , resistenza a carbone 5%
- R₃ = 12 k Ω , resistenza speciale a carbone 0,25%
- R₄ = 1,8 k Ω , resistenza a carbone 0,5 W
- R₅ = 220 Ω , resistenza a carbone 0,1 W
- R₇ = 2,2 k Ω , resistenza a carbone 0,5 W
- F₁, F₂ = perline di Ferroxcube

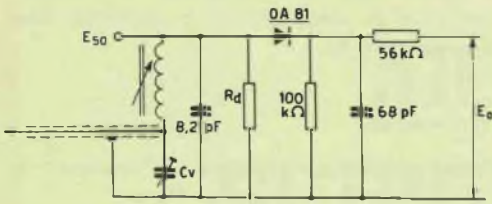


Fig. 6 - Circuito rivelatore per la misura del guadagno.

Tensioni e correnti

Corrente di accensione $I_f = 300 \text{ mA}$.
 Tensione di accensione: $V_f = 7,5 \text{ V}$.
 Tensione di alimentazione dello stadio amplificatore RF e dello stadio convertitore autooscillante. $V_B = 170 \text{ V}$.

Corrente complessiva dei due stadi:

$$I_a \approx 25 \text{ mA}$$

La posizione della valvola oscillatrice nella catena di accensione dei filamenti deve essere tale che, per non avere modulazione di ronzio, la tensione misurata tra i terminali del filamento ed il telaio sia $< 50 \text{ V}_{\text{eff}}$.

Gamma coperta

Da 470 MHz a 860 MHz (angolo di rotazione dell'albero di sintonia = 972° , variazione lineare con la frequenza).

Impedenza di ingresso

300 Ω (simmetrici).

Larghezza di banda RF

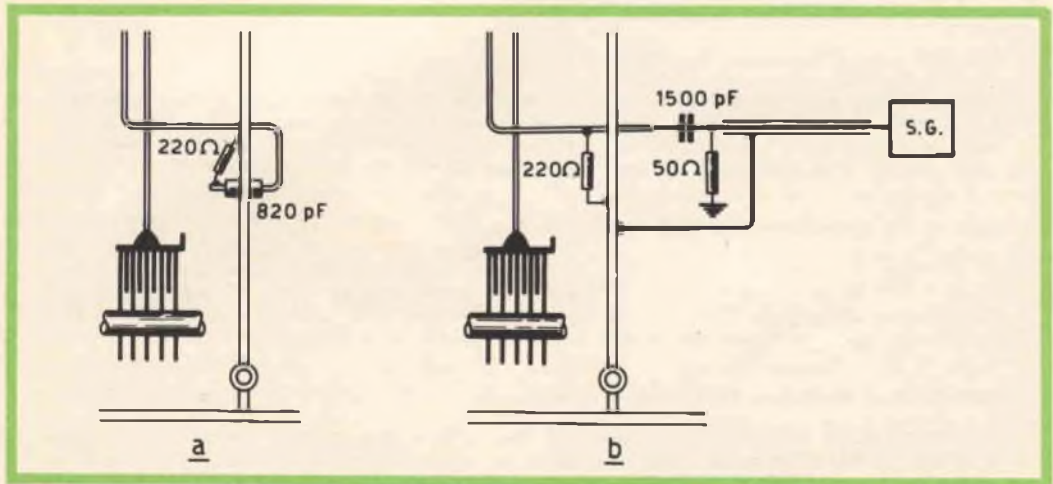
A 500 MHz = 9 MHz
 A 650 MHz = 10 MHz
 A 800 MHz = 9 MHz

Guadagno medio

A 500 MHz = 9 X
 A 600 MHz = 8 X
 A 700 MHz = 7 X
 A 800 MHz = 6 X

Cifra di fruscio

A 470 MHz $< 12 \text{ kT}_0$
 A 650 MHz $< 14 \text{ kT}_0$
 A 800 MHz $< 17 \text{ kT}_0$



(disposizione normale)

(disposizione dopo la modifica)

Fig. 7 - Modifiche da eseguire sul selettore per effettuare il rilievo della curva del filtro di banda RF.
 1) staccare la resistenza catodica R_s dal condensatore passante e collegarla a S_8 ; 2) eliminare il condensatore passante C_{32} interrompendo dall'altra parte della parete divisoria il collegamento; 3) collegare il cavo coassiale tramite un condensatore da 1500 pF e chiudere il medesimo con una resistenza da 50 Ω ; 4) effettuare più corto possibile il collegamento dello schermo del cavo.

Frequenza intermedia

Portante video 45,9 MHz

Portante audio 40,4 MHz

La frequenza dell'oscillatore è superiore a quella del segnale.

La frequenza del 1° filtro FI è circa 43,5 MHz.

Stabilità dell'oscillatore

Per variazione della tensione di rete di $\pm 10\%$:

$$\Delta f_{osc} < \pm 150 \text{ kHz.}$$

Per deriva termica dopo 2' dall'accensione e fino a 60' e con un contemporaneo aumento della temperatura da $+25^\circ$ a $+60^\circ$:

$$\Delta f_{osc} < \pm 500 \text{ kHz.}$$

Uscita FI

L'accoppiamento è capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita, compre-

sa quella del cavo coassiale di collegamento, è di circa 60 pF e dipende dall'accoppiamento.

Irradiazione

L'irradiazione complessiva è inferiore a $450 \mu\text{V/m}$ alla distanza di 10 m.

Reiezione della frequenza immagine

1 : 150.

Reiezione della frequenza intermedia

1 : 500.

Demoltiplica

Per ottenere una facile regolazione della sintonia è necessario impiegare una manopola con demoltiplica tale che il rapporto complessivo di riduzione sia 1 : 40.

LIBRI RICEVUTI

Electronic Musical Instrument Hand Book di N. H. Crowharst

Descrive circuiti e realizzazioni pratiche per rinforzare la musica. Spiega come impiegare microfoni e pick-up in circuiti elettronici per effetti speciali. Include e completa l'opera la descrizione di strumenti elettronici speciali quali i carillon Martenot, Oudioline e Theremin. Interessa in modo speciale i tecnici e gli hobbisti. Comprende 128 pagine da cm 14 x 21 - \$ 2,50

Radio & TV Alligement Hand Book di Warren J. Smith

Fa conoscere al Lettore tutti i dati relativi all'allineamento dei circuiti in apparecchi radio e televisori. Indica le operazioni necessarie e spiega come vanno eseguite. Spiega l'interpretazione delle curve oscillografiche. Completa l'opera di descrizione di come vanno allineati i gruppi VHF e UHF per circuiti AM e FM. Il volume di 158 pagine di cm 14 x 21 - \$ 2,95

Electronic Test Instrument Hand Book di Joseph A. Risse

Direttore di Scuole d'Elettronica, corrispondente internazionale di elettronica, Joseph A. Risse spiega in questo suo libro, in forma chiara e piana il funzionamento e l'impiego dei vari strumenti ad effettuare le misure delle varie grandezze in un circuito elettrico. Sono descritti Tester, generatori, oscilloscopi, ecc. Questo libro completa una lacuna esistente nella letteratura tecnico-scientifica e si presenta come un collaboratore indispensabile a moderno sperimentatore. Il volume di 288 pagine formato cm 14 x 21 - \$ 4,95

I libri di cui sopra possono essere direttamente richiesti a:

ETTORE GIOVANNETTI - CASELLA POSTALE N. 887 - MILANO

IDENTIFICAZIONE DI UN TRANSISTORE

Come è dimostrato dalla pratica, esistono dei tipi di transistori le cui caratteristiche non vengono fornite in alcuna pubblicazione, o la cui dicitura di identificazione è illeggibile. In questi casi, può essere interessante sapere come sia possibile identificare non soltanto i collegamenti, ma anche il tipo di transistore.

In genere è possibile stabilire i collegamenti osservando semplicemente le seguenti caratteristiche:

Il puntino colorato, che si trova solitamente in prossimità del terminale facente capo al collettore;

Il contrassegno applicato sull'involucro esterno, in prossimità del terminale facente capo all'emettitore;

Il terminale facente capo alla base è di solito più vicino a quello dell'emettitore che non a quello del collettore;

La disposizione dei collettori ai vertici di un triangolo, nell'ordine emettitore-base-collettore, considerato nel senso di rotazione delle lancette di un orologio, ed osservando il transistore dal lato di uscita dei terminali stessi;

Il collettore collegato elettricamente all'involucro esterno (nel caso si tratti di un transistore di media o di forte potenza);

La base collegata elettricamente all'involucro esterno (in certi tipi di transistori a bassa potenza di dissipazione).

Se vengono meno questi metodi di identificazione, i collegamenti ai diversi elettrodi possono essere individuati con l'aiuto di un ohmetro. A tale scopo, è opportuno utilizzare lo strumento di misura su di una portata corrispondente ad una scala avente come valore centrale un valore di resisten-

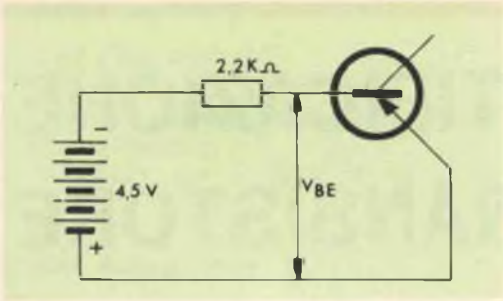
za da 100 a 1.000 ohm. È facile determinare immediatamente i due elettrodi per i quali, collegando l'ohmetro tra i relativi terminali, non si ha alcuna deflessione dell'indice (o una deflessione assai lieve se si tratta di un transistore di potenza), indipendentemente dall'ordine in cui i terminali dell'ohmetro vengono collegati, ossia della polarità. Una volta individuati questi due terminali, il terzo è certamente quello facente capo alla base.

Successivamente, si applica il terminale negativo dell'ohmetro (assicurarsi molto bene in anticipo di questa polarità; le diciture riportate sui dispositivi universali di controllo non sono sempre perfettamente comprensibili) in contatto con la base, e si pone l'altro terminale, vale a dire quello positivo dello ohmetro, alternativamente in contatto con gli altri due collegamenti del transistore sotto prova.

Se l'indice dell'ohmetro subisce una deflessione in entrambi i collegamenti, si tratta di un transistore del tipo « n-p-n », per cui si ha la deflessione dell'indice invertendo i puntali dell'ohmetro.

Ciò fatto, si predisporre l'ohmetro su di una portata corrispondente ad una scala avente un valore centrale dell'ordine di 100 kohm (di 10 kohm se si tratta di un transistore di potenza), e — collegandolo ai terminali non ancora identificati — si cerca il senso di collegamento che fornisce la massima deflessione dell'indice.

Se il transistore sotto prova è del tipo « p-n-p », il terminale negativo dell'ohmetro corrisponde al collettore, mentre — trattandosi di un transistore del tipo « n-p-n », il collettore sarà quello che risulta in con-



ratto col terminale positivo dello strumento. Precisiamo che — in queste condizioni — non si riscontra alcuna deflessione dell'indice se il transistor è del tipo al silicio, e ciò persino con un ohmetro elettronico (alimentato con una tensione di 1 o 2 volt), nella portata di 10 Mohm.

Per determinare la natura del materiale semi-conduttore usato in un transistor, è possibile anche realizzare il circuito riportato nella figura, e misurare la tensione V_{BE} , presente tra l'emettitore e la base. Se si riscontra un valore inferiore a 0,35 volt, si tratta di un transistor al germanio, mentre — se si riscontra una tensione del-

l'ordine di 0,5 volt — si tratta certamente di un transistor al silicio. I valori indicati sopra sono minori di 0,1 volt circa nei confronti di transistori di potenza.

Infine, è possibile distinguere tra un transistor ottenuto per fusione od un transistor ottenuto per lega (in genere adatto ad impieghi in circuiti di Bassa Frequenza) ed un transistor a base diffusa (per Alta Frequenza e per VHF). A tale scopo è sufficiente misurare con un ohmetro il valore della resistenza inversa (ossia nel senso di non conduzione) presentata dalla giunzione tra emettitore e base. Nel primo caso, questa resistenza risulta approssimativamente eguale (o leggermente maggiore) a quella misurata tra la base ed il collettore, nel senso di non conduzione. Se — al contrario — essa presenta un valore almeno di cinque volte inferiore a quest'ultimo, si tratta di un transistor a base diffusa.

Misurando il valore della tensione V_{BE} , si riesce a determinare la natura del materiale semi-conduttore con cui è stato realizzato un transistor. Nel caso di un transistor del tipo « n-p-n », la polarità della sorgente di alimentazione deve essere invertita.



VICENZA

VIA MURE PORTA NUOVA, 8
TELEFONO 35963

(una vista del magazzino)

ILLUSTRATA

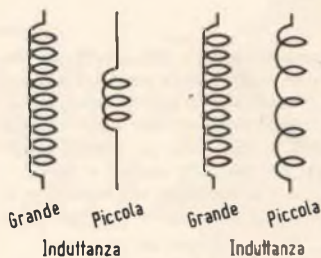


Abbiamo già visto nelle precedenti puntate come una bobina percorsa da corrente alternata induca una tensione sia su se stessa che su di un'altra bobina ad essa accoppiata. La bobina si comporta in questo modo perché possiede una speciale caratteristica chiamata « induttanza »; molte volte la bobina stessa viene chiamata induttanza e nella formula viene indicata mediante la lettera maiuscola « L ».

Una bobina che possiede, a parità di altre dimensioni; un numero di spire maggiore di un'altra possiede anche una maggiore induttanza dell'altra. L'induttanza di una bobina, oltre che dal numero delle spire, dipende anche dal « diametro » delle spire e dalla « distanza » tra di loro: distanza grande tra spira e spira = bassa induttanza. L'induttanza viene misurata in Henry, (H) e, per valori più bassi, si usa il millihenry (mH) (10^{-3} H).

Poche spire

Spire molto distanziate

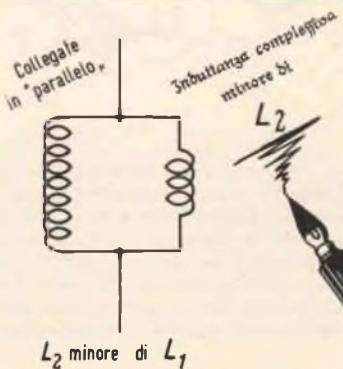


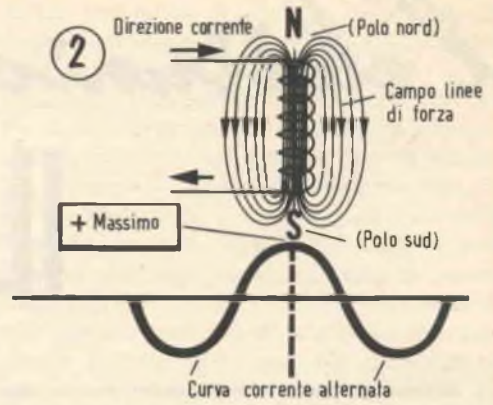
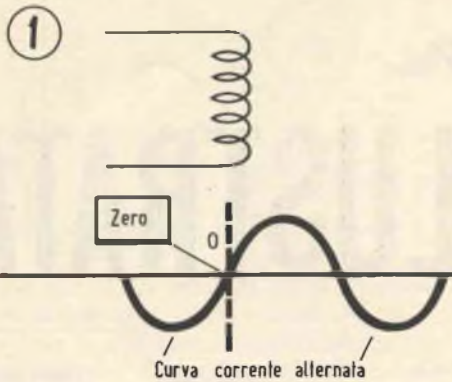
Siccome il valore di induttanza di una bobina dipende anche dal numero delle spire, l'induttanza complessiva di più bobine collegate in serie è data dalla somma delle induttanze delle singole bobine.



L'induttanza complessiva di due bobine collegate in parallelo è sempre inferiore al valore dell'induttanza della bobina con induttanza più bassa. Pertanto, come per le resistenze avremo:

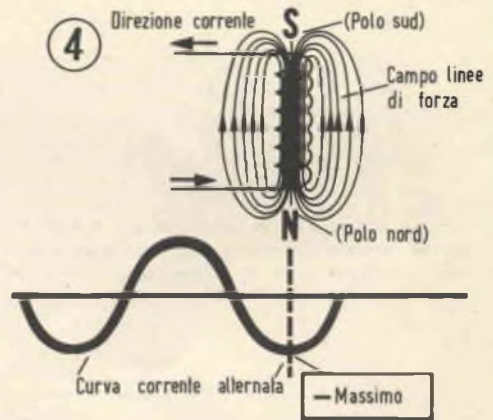
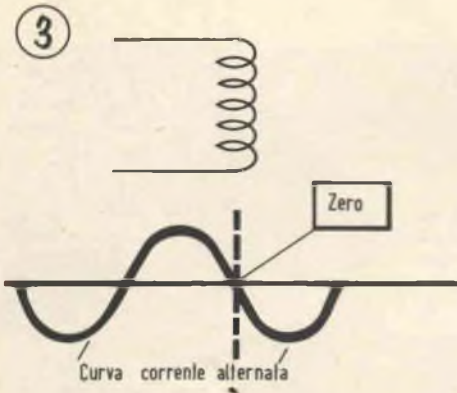
$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \text{ oppure } L = \frac{L_1 \times L_2}{L_1 + L_2}$$





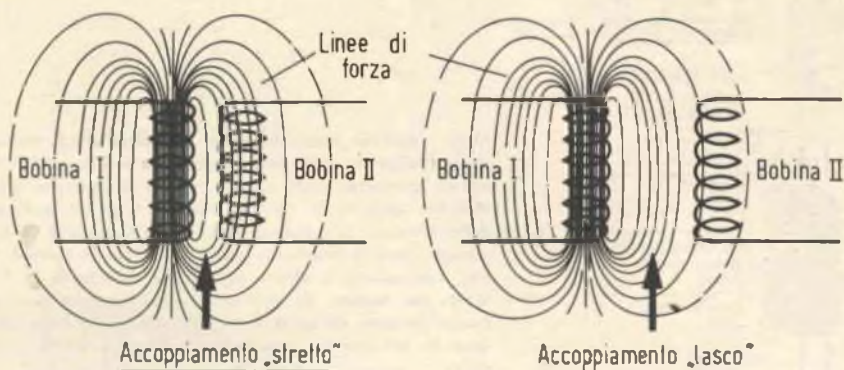
Richiamiamo ancora alla mente ciò che avviene quando in una bobina si fa circolare una corrente elettrica. Se noi applichiamo ad una bobina una tensione alternata, nella bobina circolerà una corrente alternata che produrrà, a sua volta, un campo magnetico alternato. Se ora noi poniamo vicino a questa bobina una seconda bobina in modo che le linee di forza del campo magnetico si « concatenino » con le spire della secon-

da bobina, assisteremo al fenomeno dell'« Induzione », e cioè, nella seconda bobina si formerà una tensione alternata che, a sua volta, potrà produrre una corrente alternata. Nella figura riportiamo l'andamento della curva della corrente alternata. Nell'istante (1), nella bobina, non circola corrente perché la curva della corrente « passa per lo zero ». Nel successivo istante (2), la curva della corrente ha il massimo valore; ciò pro-



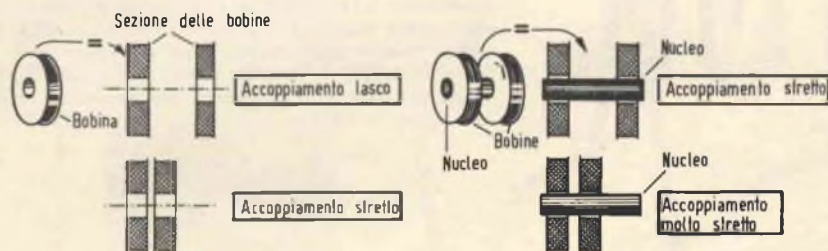
duce nella bobina una forte corrente che, a sua volta, produce un campo magnetico le cui linee di forza hanno l'andamento indicato in figura; agli estremi della bobina si formano « poli magnetici » rispettivamente Nord e Sud, proprio come in un magnete permanente. Nell'istante (3), la curva della corrente alternata passa ancora per lo zero; nella bobina non circola quindi corrente e il campo magnetico si an-

nulla. Nell'istante successivo (4), la curva della corrente alternata raggiunge il suo massimo negativo: nella bobina circola ora una corrente che ha senso « opposto » a quello di prima; anche le linee del campo magnetico hanno senso opposto, ed infatti, dove prima si era formato il polo Nord ora si trova il polo Sud e viceversa.



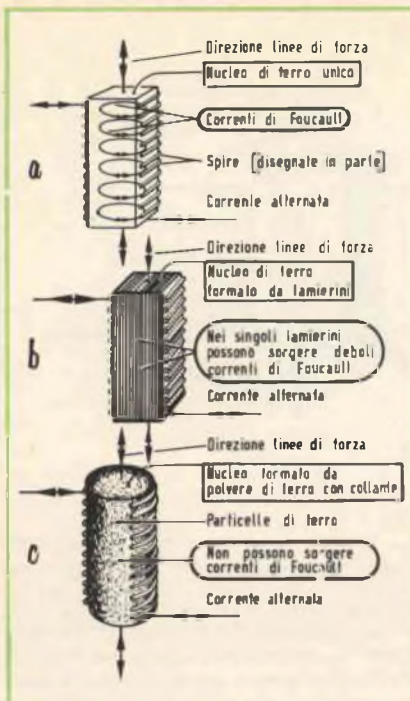
Se noi ora poniamo vicino alla nostra bobina una seconda bobina (i tecnici lo chiamano « accoppiamento ») le linee di forza della prima, che variano sia in intensità che in direzione, si concateneranno con le spire della seconda bobina; avremo pertanto nella seconda bobina la formazione di una tensione « indotta », e quindi, di una corrente indotta. Più vicino vengono poste le bobine e maggiore è il grado di accoppia-

mento. Con un accoppiamento « stretto », sono molte le linee di forza che possono concatenarsi con le spire della seconda bobina; avremo quindi un valore elevato di tensione indotta. Viceversa, con un accoppiamento « lasco », le linee di forza che possono concatenarsi con le spire della seconda bobina sono poche, e quindi basso sarà il valore della tensione indotta.



Il grado di accoppiamento tra due bobine può variarsi anche in un altro modo, e cioè inserendo all'interno delle due bobine, più o meno profondamente, un nucleo di ferro. Le linee di forza in questo caso, « preferiscono » passare attraverso il ferro anziché attraverso l'aria. L'impiego di un nucleo di ferro compatto

ha però degli svantaggi. Noi sappiamo che le tensioni indotte oltre che nelle spire della seconda bobina si formano anche all'interno del nucleo di ferro producendo correnti « parassite » (corrente di Foucault) che, a loro volta, producono un campo magnetico che tende a neutralizzare quello delle bobine primarie.



Nelle macchine elettriche come trasformatori o motori, dove la frequenza del campo magnetico è bassa (50 Hz), il nucleo compatto degli indotti (a) viene sostituito con « lamierini isolati »; le correnti indotte sono pertanto più ridotte e quindi più ridotte sono anche le perdite (b).

Quando però la frequenza aumenta, anche le correnti parassite aumentano, e allora non è più sufficiente la lamellazione del nucleo. Di solito, si impiegano in questi casi, nuclei formati da polvere di ferro tenuta insieme con uno speciale collante. Le singole particelle di ferro vengono, con processi speciali, isolate tra di loro. Anche questi nuclei però (nuclei di poliferro) non possono soddisfare le esigenze dei circuiti percorsi dalle correnti a frequenze molto elevate, come quelle della modulazione di frequenza e della TV.

Attualmente vengono pertanto impiegati per queste frequenze, nuclei in Ferroxcube, un materiale prodotto dalla Philips e formato da cristalli cubici di varie leghe ferrose. Con esso si possono costruire bobine molto ridotte e con fattore di merito (Q) elevato.



Attualmente il Ferroxcube, più comunemente chiamato « ferrite », viene impiegato al posto dei nuclei in poliferro. Con esso si possono realizzare trasformatori molto ridotti. Nella figura, al centro, si vede un vecchio trasformatore F.I. con nucleo in poliferro, a destra due trasformatori analoghi ma con nucleo in ferrite.



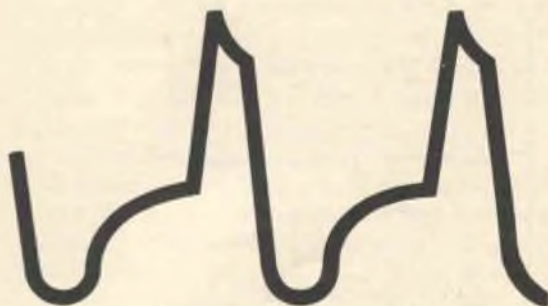
Qui accanto si vede un vecchio trasformatore R.F. così come veniva impiegato nei primi ricevitori radio.

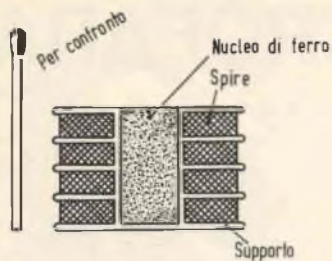
MICROFARAD

sicurezza
in
regimi
impulsivi TV

condensatori a doppio
dielettrico

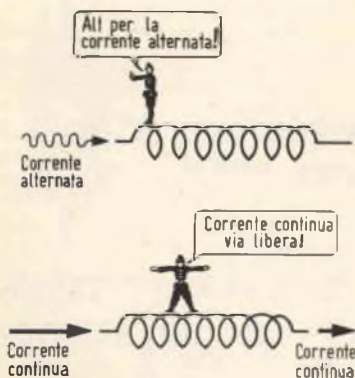
MCS esecuzione assiale
DCB per circuiti stampati




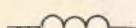
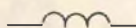
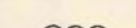
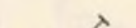


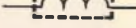
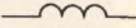


Sezione di una bobina di ferrite

Il Ferroxcube è un materiale ceramico, di colore nero, dotato di una certa porosità; essenzialmente è formato da una polvere costituita da ossidi di materiali ferrosi che successivamente viene messa in stampi e « cotta » in appositi forni: in questo modo, si possono realizzare nuclei di qualsiasi forma e dimensione. La caratteristica di un nucleo di ferroxcube è l'alta « permeabilità » rispetto ai normali nuclei in poliferro; ciò consente di ottenere, a parità di numero di spire, valori di induttanza molto più elevati. I nuclei di ferroxcube possono essere avvitati nel supporto della bobina come i normali nuclei in poliferro.



Una bobina presenta alla corrente continua solo una « resistenza ohmica », (quella del filo di cui è composta). La corrente alternata non solo deve vincere questa resistenza ma anche quella offerta dall'« autoinduzione » della bobina; quest'ultima resistenza viene chiamata « resistenza induttiva » o reattanza. La corrente alternata pertanto incontra un certo ostacolo ad attraversare la bobina; tale ostacolo diventa più grande man mano che aumenta sia la frequenza della corrente alternata sia l'induttanza della bobina. Per questo motivo, molte volte, le bobine vengono impiegate per « bloccare » la corrente alternata (bobine di arresto). Queste vengono variamente dimensionate a seconda se debbono bloccare « basse » frequenze o « alte » frequenze. Per bloccare le basse frequenze vengono usati nuclei formati da lamierini al ferro-silicio (impedenza degli alimentatori), per bloccare le alte frequenze vengono impiegati nuclei in ferrite.

-  Avvolgimento BF
-  Avvolgimento RF
-  Avvolgimento con nucleo in ferro
-  Avvolgimento con nucleo in poliferro
-  Avvolgimento semi-regolabile
-  Avvolgimento regolabile
-  Avvolgimento schermato
-  Avvolgimenti accoppiati
-  Avvolgimenti accoppiati con nucleo semi-regolabile

Qui di fianco indichiamo i vari simboli con i quali negli schemi elettronici dei radioricevitori e dei televisori vengono individuati i vari tipi di bobine singole o trasformatori, e le varie possibilità di regolazione.

STROBOSCOPIO ELETTRONICO TASCABILE



Per effettuare direttamente l'analisi e la misura di fenomeni troppo rapidi per essere osservati a occhio nudo, è necessario avvalersi di un apparecchio chiamato stroboscopio.

Così sarà possibile fermare, come per magia, il perno di un motore, o una corda che vibra o la corsa di un film o di un nastro magnetico, e mille altre cose che sembrerebbe impossibile poter fare.

Anche se la parola stroboscopio lascia precludere a un qualcosa di complicatissimo, l'apparecchio in se stesso è molto semplice e il funzionamento si può spiegare così: si tratta d'illuminare l'oggetto o la parte in movimento con una lampada nella quale è possibile variare la ripetizione del flusso luminoso; in pratica si usa una lampada al neon, alimentata per esempio a frequenza di rete, cioè 50 periodi al secondo.

Un sistema del genere è impiegato sui giradischi dove, in corrispondenza della giusta velocità di rotazione del piatto porta dischi, sembrano ferme tutta una serie di tacche poste alla periferia del piatto stesso.

Dovendo esaminare invece oggetti in movimento con velocità di rotazione diverse, che possono variare da poche ripetizioni sino a 5-10.000 al secondo, occorre poter disporre di un'alimentazione, per la lampada al neon, di frequenza variabile.

A questo scopo, una volta tarato l'oscillatore che alimenta la lampada, sarà possibile leggere sul quadrante dello stesso l'esatta velocità di ripetizione.

Lo stroboscopio consente al tecnico di verificare la velocità e la regolarità di un motore; allo studente di osservare una vibrazione complessa, all'amatore del passo ridotto di regolare la velocità del proiettore in funzione di quella del registratore a nastro per sonorizzare i propri films.

Esistono diversi tipi di stroboscopi meccanici, ingombranti e poco precisi; non permettono che delle analisi qualitative molto grossolane.

La tendenza attuale è quella di orientarsi sulla costruzione e l'impiego di stroboscopi elettronici molto più maneggevoli e precisi.

Il tipo descritto in questo articolo è

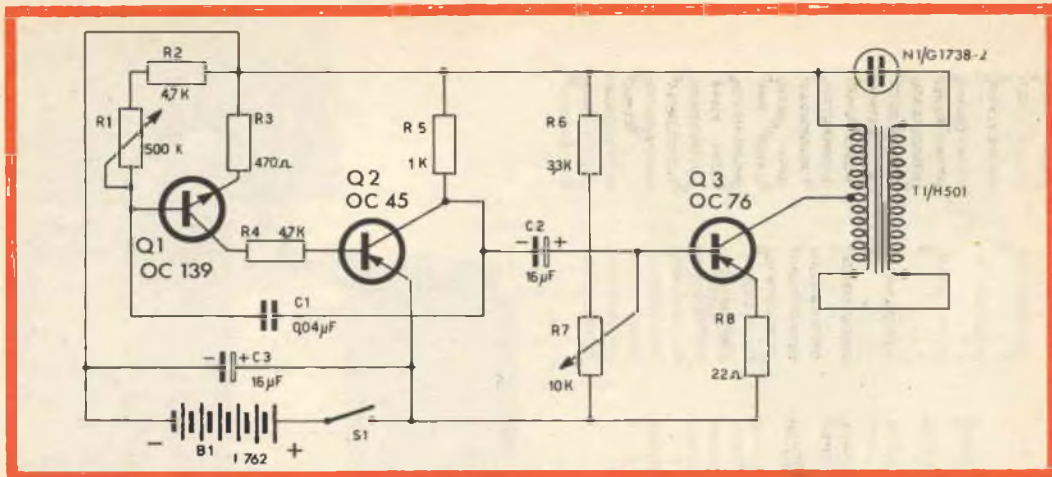


Fig. 1 - Circuito elettrico dello stroboscopio elettronico.

appunto elettronico, funziona a transistori, quindi trae la sua alimentazione da una comune piletta usata nei radioricevitori. Il montaggio è interamente realizzato su circuito stampato, i componenti sono di facile approvvigionamento e il consumo è sufficientemente limitato.



Fig. 2 - Riproduzione del circuito stampato in grandezza naturale.

Circuito elettrico

È illustrato dalla figura 1, ed è ciò che di più semplice si possa immaginare.

Il cuore del sistema è un oscillatore di tipo multivibratore realizzato con un transistor OC139 di tipo NPN e un OC45 di tipo PNP: la frequenza è regolata dal potenziometro R_1 da 500 k Ω . Questo multivibratore dà in uscita dei segnali strettamente rettangolari il che, oltre ad essere una caratteristica dei multivibratori, è necessario per il funzionamento dell'intero complesso.

Questi segnali rettangolari di frequenza variabile pilotano uno stadio finale di potenza equipaggiato con un transistor OC76 di tipo PNP; l'ampiezza del segnale è regolata dal potenziometro R_7 da 10 k Ω che, unitamente alla resistenza R_6 , garantisce la polarizzazione di base del transistor.

La resistenza R_8 da 22 Ω assicura la polarizzazione dell'emettitore, mentre come carico di collettore si è impiegato un trasformatore per transistori del tipo pilota per circuiti contro fase.

Il collegamento di questo trasformatore merita qualche parola di più: come primario si è presa una parte dell'avvolgimento normalmente usata come secondario; il collegamento è ad autotrasformatore, in quanto che la restante parte dell'avvolgimento secondario, collegato in se-

rie al primario, alimenta la lampadina al neon G/1738-2.

Questo trasformatore è quindi collegato in salita: ai capi del primario è presente una tensione alternata di pochi V, mentre al secondario è disponibile una tensione di circa 65-70 V, indispensabile per innescare la lampada al neon che ha appunto una tensione di spegnimento di circa 63-64 V. Logicamente, dato che deve essere sempre rispettato il rapporto potenze, sul primario e quindi nel transistor OC76 scorrerà una certa corrente (circa 30 mA.) il che impone di corredare il transistor di un apposito dissipatore termico. Pensiamo che non vi siano altre spiegazioni da dare, e che il funzionamento di tutti i vari componenti sia chiaro e senza ombra di dubbi.

Realizzazione pratica

Come già accennato, il montaggio è interamente su circuito stampato, quindi

l'unica difficoltà è realizzare questo circuito: chi però ci ha seguito nelle varie descrizioni di montaggi che tutti i mesi pubblichiamo su « Selezione di Tecnica Radio TV » sa benissimo come comportarsi e ormai ha già acquisito la pratica necessaria per svolgere il tutto in brevissimo tempo e senza fatica. Comunque spendiamo qualche parola di più per chi è alle prime armi e pensa che realizzare un circuito stampato sia una cosa difficile. Presso tutte le sedi G.B.C. è disponibile la scatola « PRINT-KIT »: questa scatola contiene varie lastre di bakelite con deposito di rame, pennino e inchiostro protettivo speciale per disegnare il circuito, uno speciale composto disossidante e un flacone di acido per incidere le lastre.

La fig. 2 illustra in scala 1/1, cioè in dimensioni reali, il circuito da riprodurre.

A questo scopo tagliare una lastra di bakelite nelle dimensioni indicate e, sottoponendola alla pagina della rivista, segnare con una punta tutte le forature,

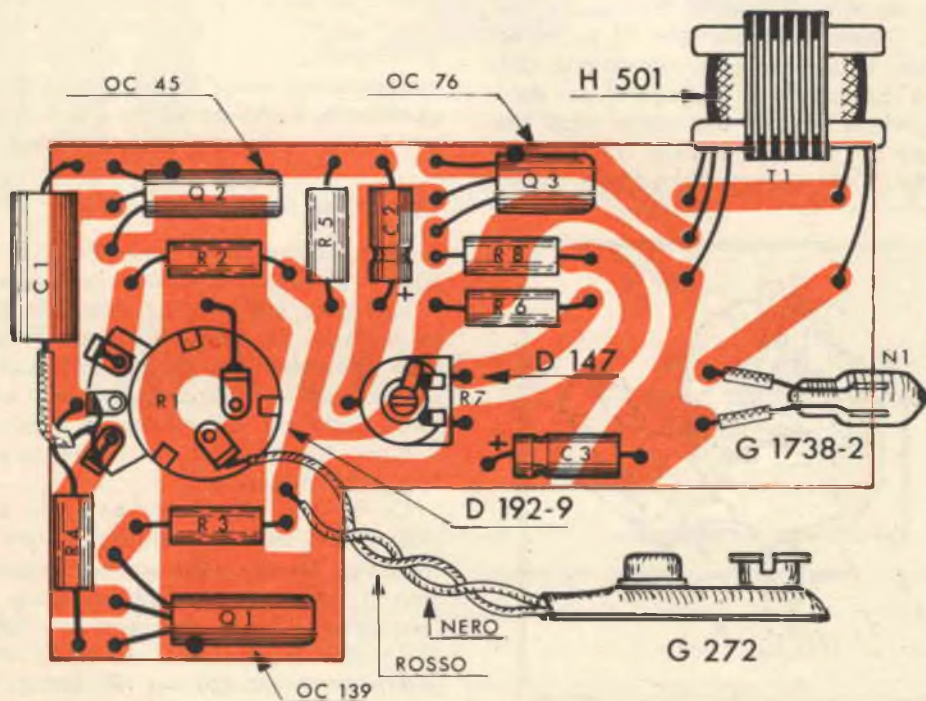


Fig. 3 - Disposizione delle varie parti sulla lastra di bakelite portante il circuito stampato.

esse saranno successivamente eseguite nei diversi diametri.

Sempre seguendo la figura 2, disegnare con l'inchiostro speciale il circuito; immergere successivamente nell'acido la piastra e, una volta che questo ha agito sulla parte di rame non protetta, sciacquarla in acqua corrente e pulire con un batuffolo di cotone imbevuto d'alcool.

Montaggio dei componenti

Per questa operazione attenersi in tutto e per tutto alla figura 3; curare in modo particolare la giusta inserzione dei condensatori elettrolitici e dei transistori.

A proposito di questi ultimi ricordiamo che il punto rosso sta ad indicare il lato collettore, poi viene la base e quindi il collegamento di emettitore. Dei due potenziometri impiegati, uno è semifisso e serve a regolare l'ampiezza del segnale sulla base dell'OC76, quindi la luminosità della lampada; l'altro invece è un potenziometro miniatura che consente di agire sulla frequenza del segnale e quindi sul numero di impulsi luminosi al secondo. Questo potenziometro ha anche accoppiato l'interruttore di accensione dell'intero complesso: il collegamento della pila avviene tramite un adatto clips che fa capo al circuito stampato con due fili flessibili. Del nostro stroboscopio abbia-

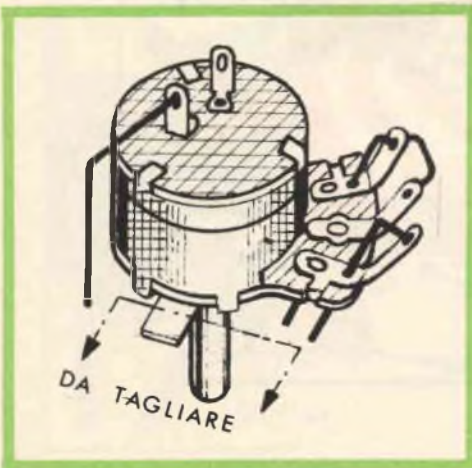


Fig. 4 - Come predisporre il potenziometro prima di montarlo sulla piastra di bakelite.



Fig. 5 - Lo stroboscopio montato.

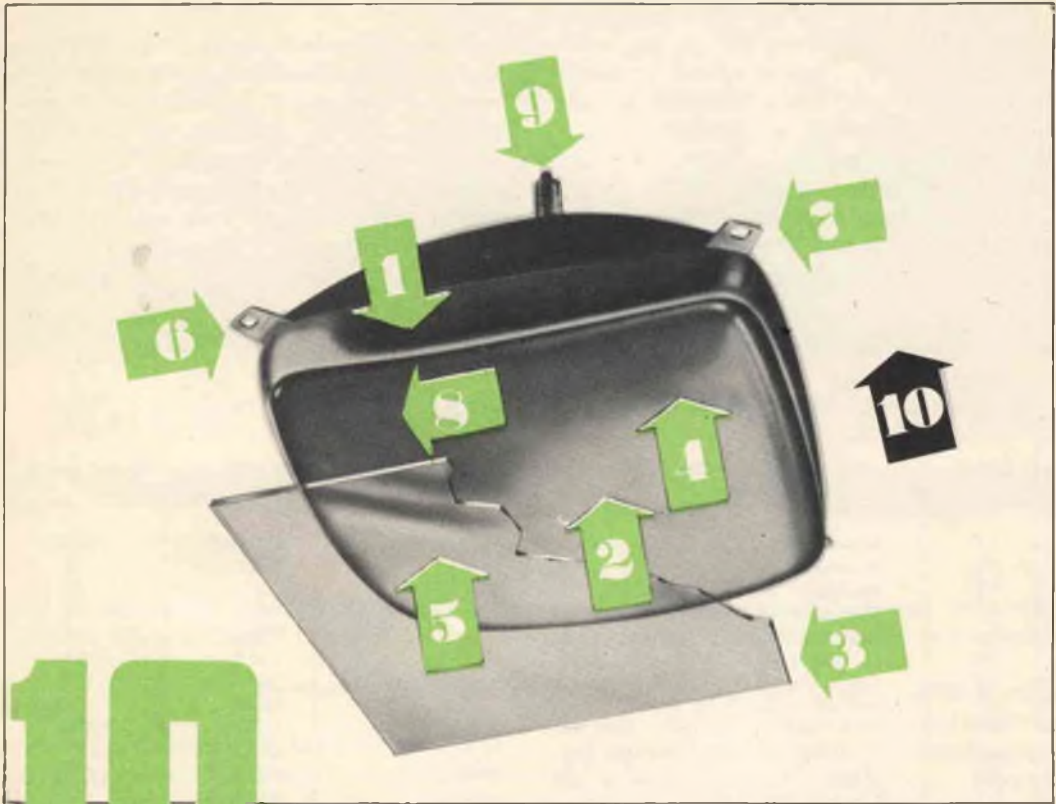
mo realizzato anche diverse fotografie che riportiamo, e che pensiamo siano di aiuto per le varie operazioni di assemblaggio.

Operazioni finali

Nessuna taratura è prevista e il tutto deve funzionare immediatamente una volta collegato alla pila da 9 V; per quanto riguarda la lampada, sarebbe opportuno prevedere un piccolo riflettore parabolico del tipo impiegato sulle pile a torcia tascabile, ciò al fine di aumentare il flusso luminoso da far convergere sull'oggetto in esame.

Come per gli altri montaggi, anche questo può essere racchiuso in una scatola di plastica dalla quale sporgeranno solo il potenziometro, l'interruttore e la lampadina al neon con relativo riflettore; le misure logicamente dovranno essere effettuate in condizioni di semioscurità poiché la potenza della lampadina è molto modesta.

Nelle condizioni di massima intensità



10

SONO I VANTAGGI OFFERTI DAI

CINESCOPI

PHILIPS

VISIONE
diretta

A 47-11 W e A 59-11 W

- 1 Protezione integrale 2 Visione diretta dell'immagine 3 Soppressione del cristallo di protezione
 4 Migliore qualità dell'immagine 5 Facilità di rimozione della polvere dallo schermo 6 Montaggio rapido e semplificato
 7 Riduzione della profondità del mobile del Televisore 8 Riduzione del costo di produzione dei televisori
 9 Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale
 10 Maggiore libertà nella progettazione dei mobili



(posizione di frequenza più elevata) la potenza è data da $60 \text{ V} \times 0,15 \text{ mA} = 9 \text{ mW}$. Una lampadina di maggiore potenza avrebbe richiesto un circuito d'alimentazione a valvole, e quindi si sarebbe sconfinati dal tema propostoci, cioè quello di realizzare un piccolo apparecchio di dimensioni limitate ed alimentazione autonoma.

Lasciamo comunque al dilettante la possibilità di realizzare un qualcosa di ana-

logo ma di maggiore potenza, seguendo le linee essenziali dell'apparecchio descritto.

Come precedentemente accennato bisogna però abbandonare i transistori e orientarsi sull'impiego di valvole che consentano una discreta dissipazione di potenza; a questo proposito saremmo lieti di esaminare ed eventualmente pubblicare i progettini che i lettori interessati all'argomento ci vorranno sottoporre.

G. Albergati

ELENCO MATERIALI

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.	Prezzo listino
R1	Potenzimetro 500 K Ω lineare con interruttore SI	D/192-9	470
R2	Resistenza 4K7 1/2 W 10 %	D/32	18
R3	Resistenza 470 Ω 1/2 W 10 %	D/32	18
R4	Resistenza 4K7 1/2 W 10 %	D/32	18
R5	Resistenza 1K 1/2 W 10 %	D/32	18
R6	Resistenza 3K3 1/2 W 10 %	D/32	18
R7	Potenzimetro 10 K Ω semifisso	D/147	170
R8	Resistenza 22 Ω 1/2 W 10 %	D/32	18
Q1	Transistore	OC139	1.400
Q2	Transistore	OC45	1.120
Q3	Transistore	OC76	700
C1	Condensatore 0,04 μ F 150 V	B/179-5	48
C2	Condensatore 16 μ F 10 V	B/296	138
C3	Condensatore 16 μ F 10 V	B/296	138
N1	Lampada neon	G/1738-2	320
T1	Trasformatore pilota	H/501	860
B1	Batteria 9 Volt	I/762	250 netto
	Manopola	F/390	126
	Presa per batteria	G/272	72
	Dissipatore per OC76	G/166	10

ECCO COSA VI HA DATO "SELEZIONE RADIO - TV", NEL 1964

12 numeri **1780** pagine +

1 n. speciale **64** pagine =

Totale 13 numeri **1844** pagine

FATE IL CONFRONTO ED ABBONATEVI



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

UN GENERATORE DI IONI NEGATIVI CHE GIOVA ALLA SALUTE

(Da "Toute l'Electronique" ottobre 1962)

A traverso una serie sistematica di sondaggi scientifici si è potuto dimostrare che il beneficio dell'aria di mare e di montagna, ed in genere di quello della campagna, è dovuto in gran parte alla maggior quantità di ioni negativi presenti nell'aria, rispetto a quella dei centri abitati e delle zone industriali, dove al contrario si riscontra una più elevata quantità di ioni positivi. Da queste constatazioni si è pervenuti all'idea di ionizzare negativamente l'aria dei locali di abitazione e di lavoro, mediante adatti apparecchi.

L'osservazione fatta da molti studiosi di medicina, specialmente negli Stati Uniti, sull'effetto degli ioni negativi, in particolare per diverse affezioni delle vie respiratorie (catarro, asma, bronchite, ecc.), come pure per determinate forme di allergia, nell'abbreviazione del processo di guarigione delle ustioni gravi e nella cicatrizzazione delle piaghe, ha finito col dar vita al nuovo sistema di cura, basato sulla respirazione di aria ionizzata negativamente, detto ionoterapia. La permanenza in un ambiente ad aria negativamente io-

nizzata produce negli individui un sensibile effetto tonificante ed un caratteristico senso di benessere.

Degli studi sugli effetti dell'aria ricca di ioni negativi vengono oggi condotti un po' dovunque e già si trovano sul mercato estero apparecchi ionizzatori. Essendo questi ultimi basati sul funzionamento di circuiti elettrici, riteniamo opportuno darne una breve descrizione, certi dell'interesse che la nuova materia desta nei lettori.

Il generatore d'aria ionizzata.

Il generatore d'aria ionizzata consta di un oscillatore ad alta frequenza che impiega come valvola oscillatrice un pentodo tipo 6V6, la cui tensione oscillante viene prima elevata e quindi raddrizzata dal diodo tipo 1X2A. Questa alta tensione continua (da 5 a 6 kV) viene poi applicata fra la massa ed una griglia isolata, attraverso la quale passa la corrente d'aria mossa da un piccolo ventilatore. L'ionizzazione è ottenuta dall'azione del campo elettrostatico prodotto dalla griglia.

Come si vede dallo schema di fig. 1, la completa alimentazione del generatore è ottenuta direttamente dalla rete a 220 V, la sola tensione a 6,3 V, per l'accensione

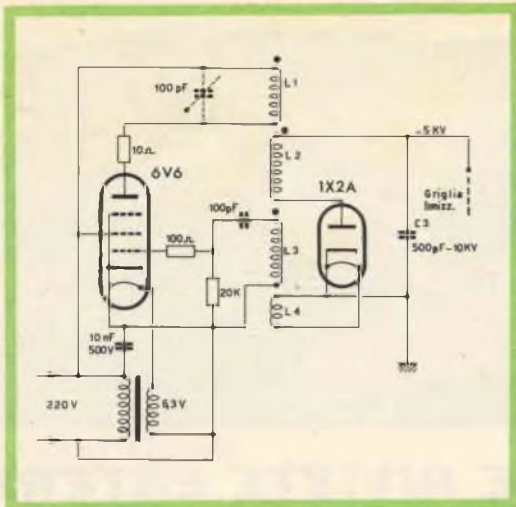


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di ioni negativi.

del pentodo 6V6, essendo prelevata da un piccolo trasformatore. L'oscillatore è costituito da un avvolgimento anodico accordato L1, che determina la frequenza dell'oscillazione e che è accoppiato all'avvolgimento L3 inserito nel circuito di griglia della valvola 6V6. Il primo e il secondo di questi avvolgimenti sono accoppiati con L2, nella quale bobina viene così indotta una tensione ad alta frequenza. Essendo molto alto il rapporto di trasformazione fra L2 ed L1, ai capi di L2 si avrà una tensione ad alta frequenza molto elevata che, raddrizzata dal diodo 1X2A, raggiungerà da 5 a 6 kV. Volendo controllare il valore di tale tensione, raccomandiamo di usare per la lettura un voltmetro a resistenza molto elevata, di preferenza un voltmetro elettronico provvisto di sonda (probe).

La costruzione degli avvolgimenti

Le bobine si avvolgono su di un tubo di cartone bachelizzato; oppure di téflon o politene, del diametro di 10 ÷ 12 mm e della larghezza di 3 mm. Benché sia preferibile avvolgere le bobine a nido d'ape, coloro che non dispongono di avvolgitrice adatta possono più semplicemente eseguire gli avvolgimenti a galletta, servendosi di un adatto mandrino in legno duro, stretto fra due flange di circa 50 mm di dia-

metro. Per poter rimuovere la bobina dopo l'avvolgimento, si avvolge direttamente sul mandrino uno spago sottile a spirale ben serrate, fermandone i capi con un poco di colla. Sullo spago si dispongono due o tre giri di carta incollandola con vernice isolante di polistirolo, quindi si dispongono fra le flange due dischi di cartoncino bachelizzato o di leatheroid.

L'avvolgimento si effettua a spirale ben accostate, coprendo ogni strato con colla di polistirolo piuttosto liquida. Raggiunto il numero di spirale richiesto, si libera la bobina dal mandrino, svolgendo lo spago dal medesimo, quindi si pone a seccare in un forno, alla temperatura di poco superiore ai 100°. Il forno di una cucina a gas, portato a 150°, quindi spento, servirà ottimamente allo scopo. Dopo la prima essiccazione si ricopre ogni bobina con vernice di polistirolo, per passarle tutte insieme al forno un'ultima volta.

Le sei gallette che compongono L2, dovranno essere state avvolte in modo che sia possibile infilarle a sfregamento dolce sul tubo di supporto. Esse verranno spaziate l'una dall'altra di 3 mm, quindi bloccate, sempre con la stessa vernice isolante.

A questo punto facciamo osservare che la tensione agli estremi di ciascuna galletta aumenta man mano che ci si avvicina al punto caldo dell'avvolgimento, con il vantaggio che esso corrisponde con l'uscita dell'ultima galletta. Ammessa una tensione totale di 6 kV, si ha una tensione di 1 kV fra ciascuna galletta e siccome il filo di uscita di una galletta deve essere saldato con il filo d'entrata della successiva, è necessario che il punto di saldatura sia formato da una goccia di stagno rotonda, per evitare effetti di effluvio, causati da conduttori terminanti a punta. Inoltre, le saldature si eseguiranno una volta da un lato e una volta dall'altro degli avvolgimenti. Anche le bobine L1 ed L3 devono poter scorrere sul tubo di supporto, dato che la loro posizione deve essere regolata durante la messa a punto.

Tutti gli avvolgimenti devono essere eseguiti con filo Litz 7 x 0,1 mm di diametro, meglio se del tipo con smalto saldabile, allo scopo di facilitarne i collegamenti. Il

numero delle spire per le varie bobine è il seguente:

L2 = 6 gallette di 250 spire ciascuna, spaziate di 3 mm;

L1 = 100 spire;

L3 = 60 spire.

Vi è inoltre un quarto avvolgimento (L4) che esamineremo meglio nel paragrafo seguente. Intanto, una volta montati gli avvolgimenti sul tubo di supporto, si fissa quest'ultimo al telaio metallico mediante due rettangoli di bachelite o di plexiglas, provvisti di fori del diametro del tubo. Il fissaggio deve essere fatto con viti di nylon.

Vediamo ora come costruire la bobina L4, destinata all'accensione del filamento della raddrizzatrice 1X2A, che richiede 1,25 V a 0,2 A. Essa è formata da 3/4 di spira di filo di rame crudo da 0,8 mm di diametro. Se si fa in modo che il diametro di questa spira risulti un poco inferiore a quello del tubo di supporto, essa potrà essere spostata longitudinalmente, rispetto ad L1 (vedi fig. 2), permettendo di regolare la tensione di accensione, tensione che sarà tenuta un po' inferiore a 1,25 V, per assicurare una maggior durata alla valvola.

Per il collegamento dell'anodo della raddrizzatrice si userà un clip incapsulato entro una calotta isolata, mentre il filo relativo potrà essere isolato con un tubetto di politene. Per la valvola 6V6 si sceglierà uno zoccolo di steatite. Fra le resistenze del circuito oscillante, quella da 20 k Ω deve essere da 2 W, mentre quelle da 10 e da 100 Ω saranno da 0,5 W, e devono essere saldate direttamente ai capi griglia e placca dello zoccolo, al fine di ridurre la lunghezza dei collegamenti. Il condensatore di griglia da 100 pF deve poter sopportare 500 V; invece il condensatore di accordo della bobina L2, del valore di 500 pF, deve essere scelto per una tensione di lavoro di 10 kV, se si vuole beneficiare di un margine di sicurezza.

La messa a punto

Quando la griglia che ionizza l'aria negativamente viene collegata alla corrente ad alta tensione raddrizzata, nel circuito

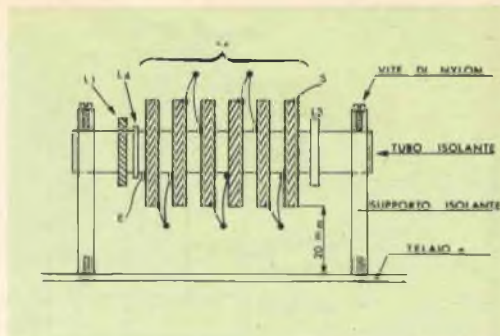


Fig. 2 - Disposizione delle bobine dell'oscillatore.

si ha una dissipazione di 2 μ A circa. In luogo di connettere ai capi dell'alta tensione una resistenza fittizia, che dovrebbe avere un valore di 2500 M Ω , è preferibile collegare direttamente l'alta tensione alla griglia ionizzante. Tale collegamento, che dal lato caldo della bobina L2 raggiunge detta griglia, deve essere fatto con un pezzo di cavo coassiale in politene, liberato della calza schermante.

Dopo un'attenta verifica dei circuiti, la messa a punto consiste nell'intercalare un milliamperometro sul conduttore che, dai 220 V, alimenta in comune l'anodo e la griglia schermo della 6V6. Interrompendo il collegamento dal catodo alla massa, con il filamento della valvola acceso, si regola la posizione di L1 ed L3 finché lo strumento non segni esattamente 40 mA. È preferibile agire su L3 per non spostare la spira di accensione della raddrizzatrice.

Per l'accordo del circuito anodico della 6V6 si raccomanda l'uso di un condensatore variabile da 100 pF (tratto a punti di figura 1).

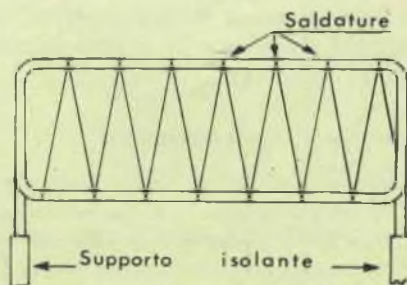


Fig. 3 - Realizzazione pratica della griglia ionizzante.

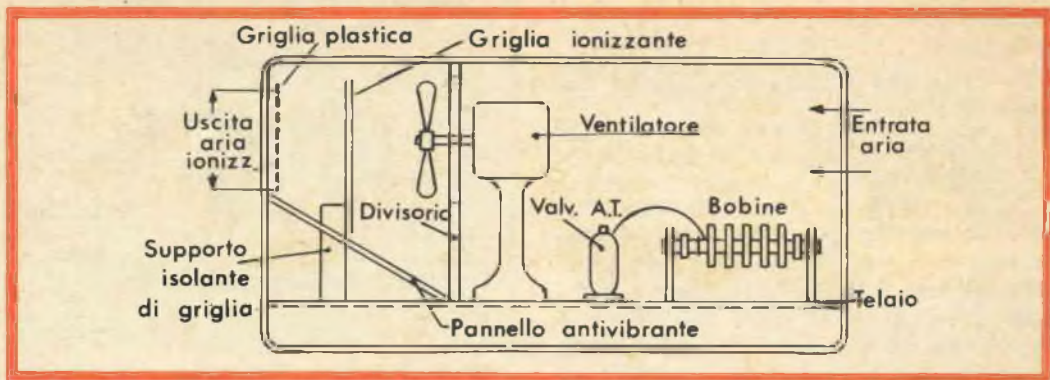


Fig. 4 - Assieme di montaggio del generatore di ioni negativi.

Una volta regolata la corrente anodo-griglia schermo del pentodo, si collegherà un voltmetro per corrente alternata ai capi del filamento della raddrizzatrice e si sposterà la bobina L4 fino ad ottenere una tensione di poco inferiore ad 1,25 V. Dopo queste operazioni si fisseranno definitivamente le bobine mediante colla di polistirolo.

La griglia di ionizzazione

Il nostro sistema per produrre aria ionizzata consiste nell'impiego di una griglia percorsa da alta tensione e di un ventilatore che vi fa passare attraverso l'aria da ionizzare. La griglia (fig. 3) è stata realizzata mediante un telaio di filo di ferro da 3 mm di diametro, ad angoli arrotondati, di 60 x 150 mm, sul quale sono avvolte 15 spire spaziate di 10 mm, di filo di rame nudo ricotto da 0,1 ÷ 0,2 mm di diametro, saldate sopra uno dei lati lunghi del quadro. Sui due lati verticali del quadro si saldano due montanti per il fissaggio della griglia a due supporti isolanti di polistirene, teflon, ecc.

La costruzione dell'apparecchio

Il ventilatore da adottare per questo apparecchio deve essere di piccolo modello da circa 20 W di consumo. Affinché esso possa dar luogo ad una corrente d'aria sufficiente, verrà sistemato immediatamente dietro ad un pannello, delle stesse dimen-

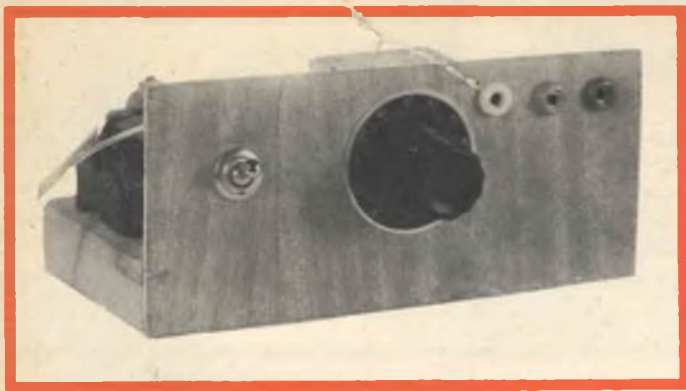
sioni della scatola contenente l'apparecchio, sul quale sarà stato praticato un foro eguale al diametro dell'elica. Il fissaggio deve farsi in modo da evitare vibrazioni durante il funzionamento.

La griglia ionizzante verrà montata ad una distanza di 7 ÷ 10 cm dalle pale del ventilatore, mentre sotto di essa si disporrà un pannello inclinato (vedi fig. 4), affinché l'aria sia spinta direttamente verso l'apertura d'uscita, senza che si generino nella scatola reflussi o vortici.

La scatola contenente il generatore può essere sia di legno che di plastica (se ne trovano in commercio per coprire altoparlanti), allo scopo di impedire che possano essere raggiunte parti interne percorse da alta tensione. Si ricorda che una griglia metallica attirerebbe su di sé gli ioni prodotti, diminuendo l'efficienza del generatore.

Un ultimo punto, sul quale è opportuno richiamare l'attenzione, consiste nelle possibili perturbazioni ad apparecchi radio e televisivi, provocati dalla valvola oscillatrice 6V6. Benché essa oscilli su di una frequenza piuttosto bassa, le sue armoniche possono disturbare i ricevitori vicini. In questo caso è opportuno inserire su entrambi i conduttori provenienti dalla linea a corrente alternata, delle impedenze AF shuntate verso massa da condensatori, in modo da formare una successione di celle di filtro a T.

I. Andreini



ALIMENTATORE ECONOMICO

Questo alimentatore, semplice e di facile costruzione, può essere realizzato anche da parte di chi ha ben poche conoscenze con la radiotecnica.

Il suo funzionamento è sicuro e non necessita di particolari accorgimenti. Il montaggio descritto può servire per svariati usi; esso è infatti utile al radioesperimentatore per alimentare i suoi prototipi, al radio riparatore che può disporre di una sorgente CC per le sue prove, allo scooterista che si trova nella necessità di ricaricare la batteria del proprio scooter, ecc.

Il trasformatore usato, un tipo da campanello, consente di disporre di diverse tensioni secondarie (4 - 8 - 12 V) rendendo così ancora più versatile il progetto. Naturalmente chi desiderasse usare l'alimentatore solo per la carica di batterie può fare a meno di montare la cellula di filtraggio.

A proposito del filtro, esso è stato realizzato in maniera tale da permettere di alimentare senza ronzio di fondo, anche dei preamplificatori.

Logicamente questo alimentatore, data la sua debole potenza (5 W), non è in grado di alimentare grossi amplificatori.

Lo schema teorico

La fig. 1 rappresenta lo schema teorico.

La tensione alternata, prelevata dalla rete, viene ridotta dal trasformatore T1, a 4 - 8 - 12 V e quindi applicata al rettificatore a ponte RS che la rende pulsante.

All'uscita del raddrizzatore si trova la derivazione da usare per caricare batterie.

I condensatori C1 e C2 sono da 500 μ F l'uno, una capacità così grande è necessaria per ottenere un filtraggio efficace.

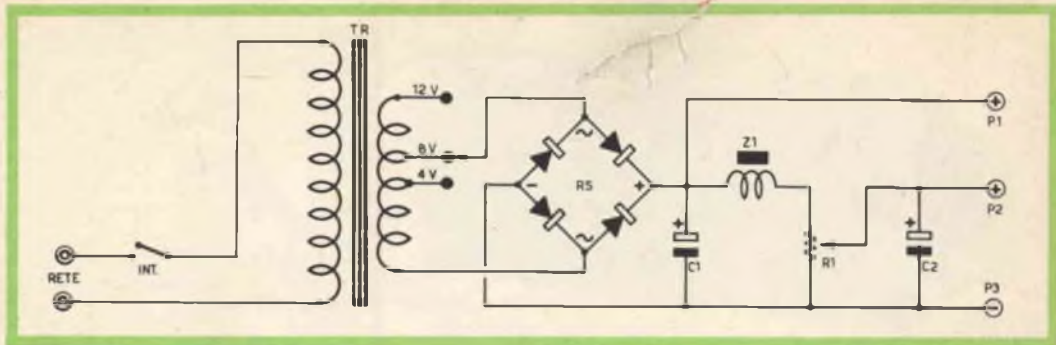


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore.

L'impedenza Z1, costituita dal primario di un trasformatore d'uscita da 3 W del tipo per transistori, concorre a formare, in circuito pi-greco, la cellula di filtraggio. Volendo, l'impedenza può essere anche autocostruita avvolgendo 400 spire di filo del diametro di 0,25 mm sul nucleo di un vecchio trasformatore d'uscita da 3 W.

Nel caso che, una volta montato l'alimentatore, questo venisse accoppiato ad un amplificatore ad elevata sensibilità e

si notasse un leggero ronzio residuo, per eliminare questo sarà bene potenziare il filtraggio aggiungendo in serie a Z1 una resistenza da 100 Ohm.

Commutando il secondario di T1 sulle posizioni 1 o 2 o 3 si potrà scegliere la tensione da inviare a RS (4-8-12 V). Il potenziometro R1 regola la tensione di uscita da zero al massimo scelto.

Avvertiamo subito il principiante di non preoccuparsi se, nel misurare la tensione

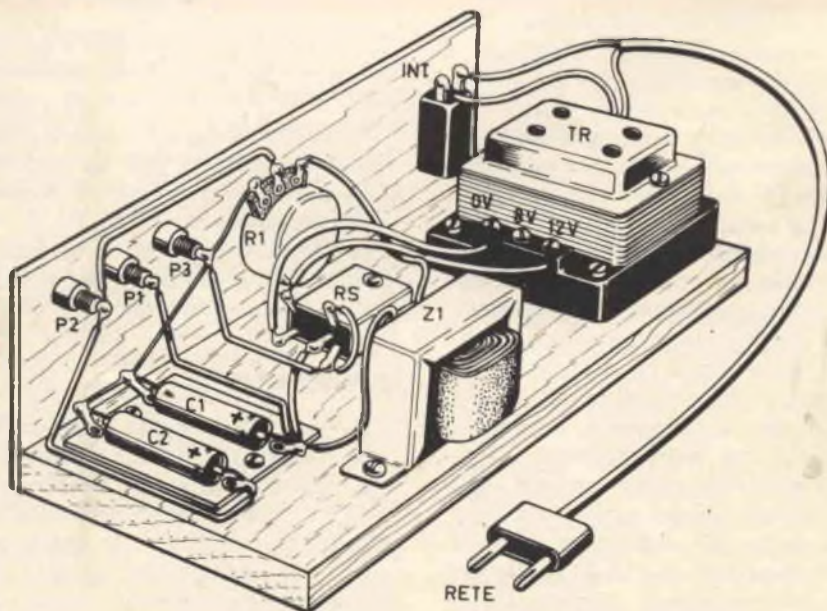


Fig. 2 - Schema della disposizione delle parti e dei collegamenti.

LESA



per l'industria:

**GIRADISCHI
CAMBIADISCHI
POTENZIOMETRI
MACCHINARIO ELETTRICO**

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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

dopo RS notasse che questa è di 15-16 V, e cioè superiore a quella esistente prima del raddrizzatore. Ciò è normale quando l'alimentatore non è sotto carico.



Fig. 3 - Veduta posteriore dell'ALIMENTATORE montato.

Realizzazione pratica

Il montaggio potrà essere fatto servendosi di un telaio metallico. La disposizione degli elementi non è critica e ognuno po-

trà scegliere quella che più gli aggrada. La fig. 2 mostra come effettuare i collegamenti, il cablaggio è così evidente che non riteniamo necessario spendere altre parole in proposito.

Nel caso che, contrariamente a quanto consigliato, qualcuno realizzasse il progetto su un telaio non metallico, per agevolare il raffreddamento del raddrizzatore, farà bene a mettere sotto RS una piastrina di rame.

Elenco componenti

Descrizione	N° Cat G.B.C.	Prezzo
Int. = Interruttore a levetta	G/1106	234
TR = Trasf. da campanelli 5 W		
RS = Raddrizz. a ponte B 30 C 400		
C1-C2 = Condensatori elettrolitici 500 μ F	B 384	340
Z1 = Imped. di filtro (v. testo)		
R1 = Reostato a filo 1000 Ω	D/311	1200

E. Corrado

RINGRAZIAMENTO

Le risposte pervenute al nostro Servizio Opinioni, per mezzo del questionario da noi distribuito col supplemento al N. 9/1964 sono state numerosissime.

Ringraziamo cordialmente i gentili abbonati e lettori che ci hanno offerto, anche in questa occasione, la prova del loro attaccamento alla rivista; ringraziamo chi ci ha rivolto espressioni di plauso; ringraziamo chi ci ha dato dei suggerimenti; ringraziamo anche chi ci ha inviato garbate critiche.

Abbiamo affrontato un lavoro imponente, cioè lo studio accurato dei singoli fogli e le relative classificazioni, per raggiungere lo scopo che ci eravamo prefissi: conoscere le tendenze dei nostri lettori e cercare di soddisfarle il più possibile. Naturalmente abbiamo trovato opinioni discordanti per cui, nel futuro, non potremo che orientarci umanamente verso preferenze dimostrate dalla maggioranza.

Tuttavia, poiché i dati raccolti sono estremamente interessanti, nutriamo viva fiducia che tutti indistintamente i nostri amici saranno sempre più soddisfatti della rivista. Grazie ancora, dunque, per la preziosa collaborazione.

Su uno dei prossimi numeri pubblicheremo il grafico indicativo dei risultati dell'inchiesta, con la certezza di soddisfare la legittima curiosità dei partecipanti alla grande inchiesta.

M/979-1**M/979-1****M/979-1**

TRASFORMATORE DI USCITA

La G.B.C. Italiana Inizia, da questo numero, una serie di articoli illustrativi riguardanti le caratteristiche dei componenti per televisori elencati nella raccolta di tabelle che ha per titolo « La G.B.C. per i riparatori ».

Trasformatore di uscita orizzontale per deflessioni 110°; di costruzione solida esso offre una notevole garanzia di funzionamento. Esso è impiegato sui televisori Brion Vega (vedi pubblicazione « La G.B.C. per i riparatori » in alternativa con il tipo Philips M 979) del quale ha le medesime caratteristiche elettriche.

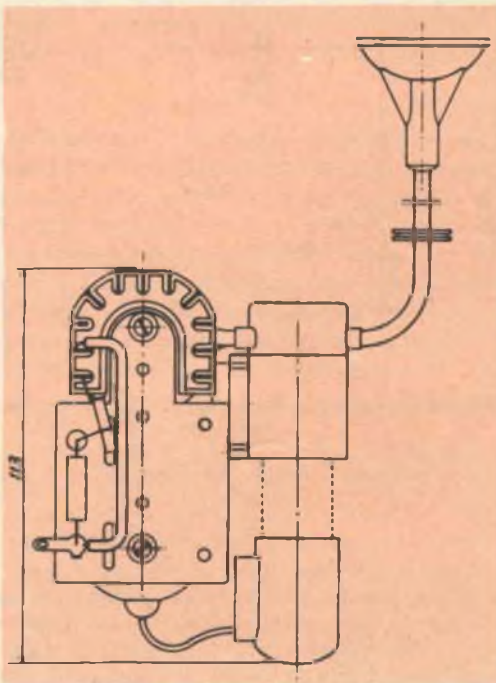
Meccanicamente offre la possibilità di essere montato « a parete » mediante i tiranti di tenuta del ferroxcube che fuoriescono di circa 10 mm.

Dati tecnici del trasformatore:

Tempo di ritorno	21%
Tensione alimentazione	220 V
EAT con luminosità al minimo	16,1 KV
Tensione di booster	980 V
Corrente anodica media	113 mA
Corrente media di griglia schermo	10,2 mA
Corrente anodica di cresta	230 mA
Dissipazione anodica	5,3 W
Dissipazione di griglia schermo	2,2 W
Resistenza interna del trasformatore	3 M
Valvola finale	PL 500
Valvola booster	PY 88
Raddrizzatrice EAT	DY 87

Collegamenti e dati d'ingombro:

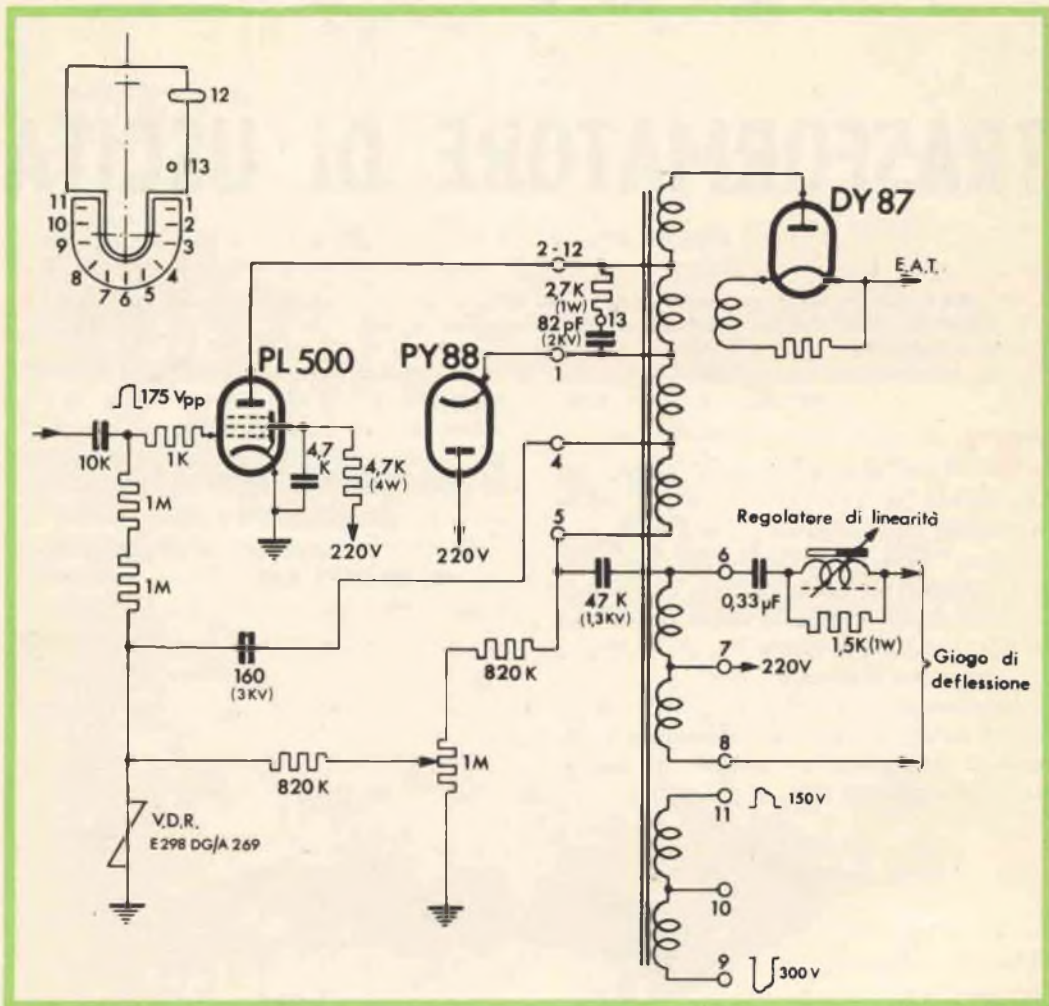
1. Al catodo della PY 88
- 2.-12. Cortocircuitati alla placca della valvola finale PL 500



3. Libero
4. Al condensatore di accoppiamento del circuito di stabilizzazione

5. Al potenziometro di ampiezza e al condensatore di ricupero
6. Alle bobine di deflessione dal lato della bobina di linearità
7. Centro delle bobine di deflessione

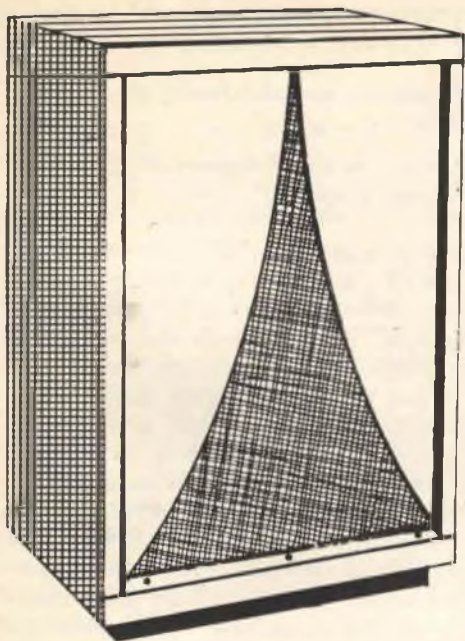
8. Alle bobine di deflessione
9. Impulso negativo (-300 V)
10. Centro degli impulsi di cancellazione
11. Impulso positivo ($+150\text{ V}$)



Esempio di impiego del trasformatore di uscita che viene classificato dalla G.B.C. con M/979

La commissione tecnica d'inchiesta sulla sciagura aerea di Fiumicino si avvarrà, per ricostruire le cause dell'incidente, del "flight recorder": il nastro magnetico su cui sono registrati tutti i dialoghi tra la torre di controllo e il Comandante e tutte le manovre compiute da questo fino al momento del tragico urto.

Il "flight recorder" era installato nella coda del quadrigetto ed è stato ritrovato intatto dopo la catastrofe.



ULTRA FIDELITY

Custodia acustica per altoparlanti coassiali e triassiali. Descrizione tecnica e dettagli costruttivi di un sistema incorporante un accoppiatore acustico che provvede a migliorare il responso dei transistori.

E' ormai risaputo che tra le parti che costituiscono una apparecchiatura di alta fedeltà, che meriti veramente tale definizione, occupa un posto di primaria importanza la custodia che racchiude l'altoparlante.

Infatti il tecnico, in sede di progetto, pensa sempre a queste due parti come ad un unico componente; egli sa che soltanto una custodia adatta può mettere in rilievo le doti caratteristiche di un altoparlante di qualità.

Quella che su queste pagine stiamo descrivendo e che è indicata particolarmente per altoparlanti di tipo coassiale con dimensioni di 30 cm di apertura di cono, presenta soprattutto il vantaggio, rispetto ai tipi convenzionali indicati come « bass-reflex », « infinite-baffle », « corner-horn », di incorporare un accoppiatore acustico che migliora nettamente la resa ai transistori e di conseguenza anche la

definizione. I passaggi transitori « transient » per gli americani, che sono in parole povere impulsi di energia sonora variabili fortemente di intensità in tempi brevissimi, ossia minime frazioni di secondo, il comportamento dei quali è nettamente visibile con i moderni oscilloscopi, sono attualmente molto osservati e tenuti in debita considerazione, ai fini di poter ottenere una sempre migliore qualità di riproduzione.

Si può anzi dire senza tema di esagerare che essi giocano la carta finale, in un complesso acustico che si rispetti; sono quindi tanto importanti quanto lo sono la distorsione, la curva di risposta, il fattore di smorzamento dell'amplificatore al quale sono strettamente legati e quanto lo sono tutti gli altri punti cardine di detto complesso. Essi devono il loro comportamento anche in gran parte al trasduttore acustico e logicamente a tutta la sua struttura.

La custodia, i cui dati vengono desunti da articoli apparsi sulla rivista « Radio News » è stata progettata per rendere una risposta piatta alle frequenze da 20 a 20.000 cicli, un effetto di radiazione omnidirezionale, un adeguato e migliorato comportamento ai passaggi transitori e adatta a prendere posto in un ambiente di media grandezza.

Passando in rassegna le prerogative su esposte, ci si rende subito conto come nessuna delle custodie già esistenti sia in grado di soddisfarle tutte.

Per esempio, il tipo denominato « corner-horn » o tromba angolare, ammesso che ne vengano tollerate le dimensioni piuttosto impegnative, ha lo svantaggio che con una sola di esse non è possibile coprire tutto lo spettro di frequenze acustiche. Inoltre, quando suoni molto acuti sono irradiati da una custodia a profilo di tromba esponenziale, è distintamente notato un effetto direttivo ancora più accentuato del solito; un vero e proprio fascio. Ne conseguono distorsioni di valore tale da variare persino l'effettivo valore tonale dei suoni.

Tale effetto poco piacevole potrebbe essere attenuato usando più custodie, ma anche quando ciò fosse possibile si andrebbe incontro ad un altro inconveniente, ossia quello di poter ottenere una corretta fase fra tutte le frequenze componenti; cosa alquanto difficile a realizzare.

Nel caso venisse usato un radiatore diretto per le frequenze elevate, in luogo di un'altra tromba, si andrebbe ugualmente incontro a difficoltà di fase per il diverso comportamento nel percorso di propagazione fra le frequenze elevate e le basse. In aggiunta, la risposta ai transitori fra la tromba ed un radiatore diretto è notevolmente diversa.

Passando in rassegna anche gli altri tipi di custodie risulta maggiormente ovvia, per una ragione o per l'altra, la necessità di trovare qualche cosa di nuovo, in grado di soddisfare le esigenze preposte, e cioè:

a) risposta piatta per tutta la gamma di frequenze udibili,

b) uniforme dispersione del suono a tutte le suddette frequenze,

c) ottimo comportamento ai passaggi transitori,

d) stabilire una corretta condizione di fase-punto sorgente.

Così a prima vista sembrerebbe che il minore, il più trascurabile forse, dei vantaggi o delle prerogative qui sopra elencate, fosse l'ultimo; quello cioè riguardante la condizione di fase-punto sorgente.

Tuttavia se si considera che soltanto tale peculiarità è ragione di una uniforme dispersione o propagazione e di corretta fase a tutte le frequenze, e viceversa, l'importanza di tale requisito ritorna ovvia.

In contrasto con ciò pare il fatto che se un radiatore non ha uniforme dispersione del suono, si avrà l'effetto della possibilità di individuazione della posizione ove è posto tale radiatore, e ciò data la sua maggiore direttività; fenomeno che si è sempre pensato fosse appunto legato all'effetto della condizione di fase-punto sorgente e che si è invece poi rivelato dovuto ad un radiatore di dimensioni eccessive in ampiezza e con caratteristiche di alta direttività.

Nel progetto della custodia « Ultra Fidelity » si è tenuto conto dello scopo finale, ossia di incontrare tutte le esigenze di resa, non trascurando l'estetica e l'adattabilità al maggior numero possibile di altoparlanti.

Il concetto principale, che risalta subito osservando il disegno della struttura, è stato quello di caricare l'altoparlante per un ottimo accoppiamento tanto sul fronte quanto sul retro.

Caricare il fronte non è tanto semplice e le difficoltà che si incontrano sono dovute alla naturale risonanza di quasi tutte le normali custodie, tuttavia l'accoppiatore a sagomatura esponenziale ha permesso di risolvere bene tale problema e l'altoparlante è stato adattato a questo accoppiatore come in fig. 4 e fig. 5.

Con tale adattamento fra le relative impedenze, sia dell'altoparlante che dell'accoppiatore stesso, l'ampiezza dell'altoparlante diventa virtualmente quella del-

l'apertura e permette al cono la possibilità di una ampia escursione esente da distorsioni.

Quando il carico frontale e quello posteriore sono in fase corretta, nonchè bilanciati a mezzo della apertura, di dimensioni adatte, l'altoparlante può fornire una straordinaria intensità sonora pressochè esente da distorsione.

Se la costruzione è solida e ben legata è possibile prevenire vibrazioni spurie anche alle frequenze più basse. Intorno ai 30 cicli si ha una uscita di grande resa con distorsione dell'ordine del 2%.

I grafici delle figure 1-2-3-4-5-6-7-8-9A-9B e 10 dimostrano chiaramente tutti i particolari, le considerazioni e i confronti di rendimento.

Le prove sono state eseguite con un altoparlante di grande efficienza e di indiscutibile classe quale il triassiale University mod. 312.

Il corretto ammontare di smorzamento lo si è ottenuto sia con la massa d'aria di carico che ne costituisce la resistenza di radiazione, sia disponendo in modo corretto come posizione e quantità i materiali assorbenti all'interno.

Questo sistema è relativamente unico nel suo genere; solo con custodie di tipo a tromba è possibile disporre, sul cono, di una massa d'aria sufficiente per poter avere un corretto adattamento di impedenza che rimanga tale per una banda di una certa ampiezza.

In un trasduttore acustico, non presenta eccessive difficoltà il dover abbassare i picchi di risonanza alla risposta; basta impiegare spessi assorbenti ed aperture di costrizione. Ma quale diventa poi il risultato se non si adotta invece un sistema che dissipi l'energia acustica nell'ambiente di ascolto piuttosto che nell'interno della custodia?

Responso ai transitori

Abbiamo constatato inoltre, che con questa custodia si è ottenuto un decisivo miglioramento ai transitori il che rende possibile la distinzione dei segnali deboli staccati dai picchi di forte intensità, nei passaggi sonori.

Quest'ultimo particolare, quando unito a quello di una accurata fase per tutte le frequenze, si compendia in una definizione di alta finezza e tale da poter permettere una netta distinzione anche dei minimi particolari, nei più complessi transitori, quali ad esempio i pieni attacchi dell'intera orchestra.

L'importanza del comportamento del complesso custodia-altoparlante-ambiente a questi impulsi è evidentemente ovvia in quanto si può praticamente considerare che tutti i normali suoni sono composti di passaggi transitori.

Per rendersi conto di tutto questo, effettuando la più semplice prova, basta fare l'ascolto dei cosiddetti « disturbi bianchi » ad un livello piuttosto alto.

Questi disturbi (o per meglio precisare « hiss » come lo definiscono gli americani), sono facilmente ottenuti regolando il sintonizzatore radio FM in un punto che sia leggermente fuori dalla perfetta sintonia della stazione radio in funzione e contiene le componenti di frequenze di tutto lo spettro audio.

Quando un sistema di altoparlanti risponde a tale prova si può essere più che soddisfatti poichè i picchi e le cadute in tale responso rappresentano un bel collaudo. I picchi a frequenze elevate sono caratterizzati da un sibilo predominante, mentre quelli alle frequenze basse, da un effetto come di un soffio su una torcia accesa. La differenza risulta ancora di più potendo fare un confronto diretto fra due o più sistemi diversi commutabili a piacere al momento.

Distorsione

Come già accennato, giocando sull'accoppiamento fronte-retro dell'altoparlante può essere eliminata una buona percentuale di distorsione.

Ordinariamente i coni degli altoparlanti sono soggetti ad una grande varietà di frequenze di risonanza dovute alla struttura del cono dell'altoparlante stesso.

Se il cono di un altoparlante potesse venire esaminato sotto uno stroboscopio ci si potrebbe accorgere che lo stesso vibra

nei più svariati modi oltre che nel modo convenzionale, ossia secondo la direzione dell'asse passante per il centro del cono, o al centro della bobina mobile.

Sotto l'azione provocata da un impulso transitorio quale ad esempio un pieno attacco di una intera orchestra, il cono ha tendenza a vibrare a qualcuna o a tutte le frequenze proprie di risonanza; con il risultato di una considerevole distorsione armonica. Così pure quando un cono è soggetto ad una ampia escursione avanti-retro che lo spinge sino al limite del suo lineare lavoro.

Ne deriva un effetto di intermodulazione che genera tutta una serie di sommedifferenze di frequenze e che causa la presenza di oscillazioni spurie.

Nella nostra custodia, mediante l'introduzione di un dosato smorzamento sia sulla parte frontale che sul retro del cono, questi inconvenienti vengono eliminati o in gran parte attenuati.

Così pure data la presenza di una notevole massa d'aria di carico sul cono, questi dovrà effettuare, a parità di resa, un minor spostamento non raggiungendo nella sua escursione i punti estremi ove il suo movimento non risulterebbe più lineare.

Caricando da un lato solo il cono, sarebbe impossibile raggiungere lo stesso risultato, in quanto, ovviamente, si interesserebbe soltanto lo spostamento in un senso.

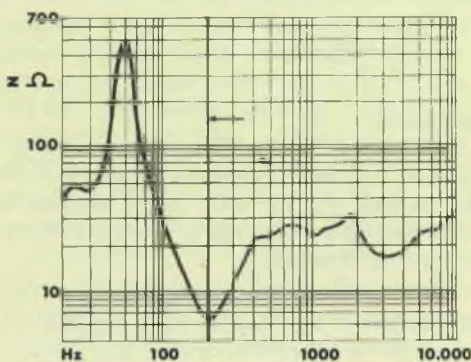


Fig. 1 - Impedenza caratteristica di un altoparlante senza custodia: nessun effettivo accoppiamento acustico per frequenze al di sotto di 200 Hz.

Accoppiamento acustico

Allo scopo di stabilire il grado di accoppiamento acustico sono state effettuate varie prove e fracciate le curve relative.

Quella più indicativa e che non lascia dubbi, è stata la prova di confronto ponendo di volta in volta l'altoparlante in altri tipi di custodie. La prima curva tracciata si riferisce ad un altoparlante posto

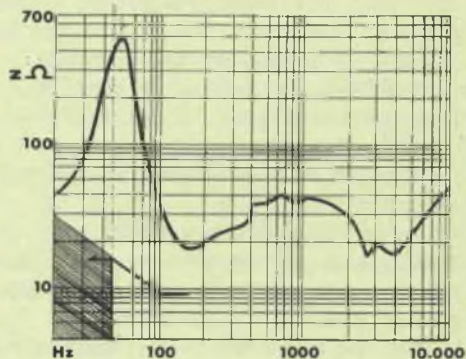


Fig. 2 - Lo stesso altoparlante in custodia tipo « schermo infinito » da 2,700 piedi cubici irradiante in campo libero (A = zona di alta distorsione armonica).

su un banco, senza nemmeno uno schermo o « baffle ». Il risultato è visibile in fig. 1 e si può osservare come nella zona dei 200 cicli avvenga un taglio, nonostante l'andamento generale della risposta sia virtualmente uguale a quello di fig. 2, il quale andamento si riferisce alla curva dello stesso altoparlante montato in una custodia di tipo a « schermo infinito » di dimensioni grandissime, oltre le normali, e irradiante in campo libero. Apparentemente sembra non esistere differenza alcuna nell'accoppiamento raggiunto con il suddetto « infinite baffle » che offre come noto, il vantaggio di isolare acusticamente il fronte dell'altoparlante del suo retro, però in questo caso, intorno ai 50 cicli, il cono, compie oscillazioni molto più prolungate. Una più ampia vibrazione non è detto però che si traduca in un proporzionale aumento di potenza acustica resa, a tali frequenze. In altre parole, senza un corretto accoppiamento, un cono, batterà semplicemente l'aria circostante più che

RADIO - TV - ELETTRONICA

con SCHEMARIO RADIO - TV

Una rivista mensile di grande formato che da 13 anni (« Radio e Televisione ») offre il più alto contenuto a carattere tecnico ed informativo. Alle abituali rubriche (Notizie, Bibliografia, Nuovi prodotti, Avvisi gratuiti, ecc) ed ai numerosi articoli — sempre molto accessibili — aggiunge da qualche tempo lo **SCHEMARIO RADIO-TV**.

Si tratta di 16-18 grandi schemi di televisori, radioricevitori, registratori del commercio indispensabili, con i dati accessori, per il « servizio » dei riparatori: sono estraibili e si possono raccogliere in appositi Album.

I contatti e gli accordi che la Redazione ha con l'industria e con le Case editrici in tutta Europa e nel mondo fanno sì che su questa Rivista compaia sempre un materiale del più alto interesse e di viva attualità.

« **RADIO-TV-ELETTRONICA** » ha raccolto sempre più ampi consensi, si da giustificare ora, data l'alta tiratura necessaria, il sistema di stampa in rotativa « off-set ».

- ★ — Abbonamento a 12 Numeri L. 3.570
Può iniziare da qualsiasi N° e comprendere i Numeri arretrati
- ★ — Un numero singolo L. 350



GRATIS



Questo magnifico volume di 620 pagine di grande formato che interessa esclusivamente coloro che non hanno mai seguito la rivista, sarà inviato a semplice richiesta a chi effettuerà l'abbonamento a 12 numeri. Inviando l'importo chiedere il libro in omaggio (Lire 3.570 + 200 postali per il libro, = Lire 3.770). L'abbonamento può decorrere da qualsiasi momento. Sono trattate le tecniche di progetto, il campo delle misure, l'applicazione industriale dell'elettronica, i prodotti e le produzioni, ecc. Centinaia di schemi, foto, grafici, e disegni.



Pubblicazione preziosa per chi è già tecnico e per chi vuole diventarlo.

luzione dei problemi più correnti. Si deve aggiungere poi, il ricco corredo dei fogli estraibili per il **MANUALE DELLE VALVOLE** e quelli per il **DIZIONARIO TECNICO** dall'INGLESE all'ITALIANO.

PRATICO - perchè razionalmente suddiviso nel contenuto. Segue una logica progressione nell'esposizione della materia ed è dotato di indici del testo di facile consultazione, nonchè di completo indice delle tabelle.

ECONOMICO - Potete acquistare settimanalmente un fascicolo alla volta, a lire 200 cadauno e, al momento opportuno le robuste ed eleganti rilegature in similpelle, con impressioni in oro con le quali formerete 6 magnifici volumi.

- ★ — Abbonamento all'intero Corso L. 13.500
- ★ — Abbonamento a metà Corso L. 7.000
- ★ — Abbonamento di prova (primi 20 Numeri) L. 3.600

- ★ — Un numero alle edicole (settimanale) L. 200

Si possono detrarre lire 150 per ciascuno dei fascicoli (precisare i Numeri) di cui si fosse già in possesso.

2ª edizione - corso di RADIOTECNICA

COMPLETO - Praticamente tutti gli argomenti sono trattati ed esposti, nella forma chiara ed accessibile che ha già valso all'Editore numerosi elogi da parte di molti lettori. Alle lezioni teoriche si accompagnano lezioni ad indirizzo pratico e lezioni di appendice ove grafici, tabelle, schemi ecc. mettono a disposizione del lettore la so-

Inviare gli importi a mezzo vaglia assegno o versamento sul conto corrente postale N. 3/4545 — intestato a: Edizioni « RADIO e TELEVISIONE », Via Vittoria Colonna, 46 — Milano.

muoverla in massa, il che è ragione effettiva di potenza resa.

Ponendo poi l'altoparlante in una custodia di tipo « bass-reflex », si noterà osservando la curva di fig. 3 che si è ottenuto qualche miglioramento sintonizzando la « porta » ossia tagliandola di corrette dimensioni in modo da evitare noiose risonanze.

La radiazione con l'uso di quest'ultima custodia ossia con l'aggiunta della « porta » ha migliorato l'efficienza delle basse frequenze; tuttavia alle frequenze estremamente basse si ha un rapido aumento della distorsione armonica. Intorno ai 30 cicli l'accoppiamento fondamentale risulta quasi inesistente.

Si nota pure sulla curva che nella zona 120-350 cicli avviene una seria depressione dovuta alla risonanza della custodia, che interessa proprio la zona di frequenze relative alla voce umana.

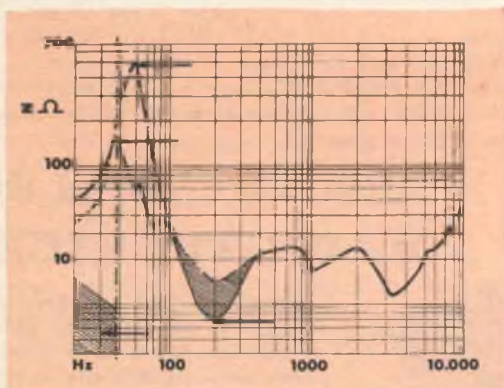


Fig. 3 - Lo stesso altoparlante in custodia « bass reflex » da 6 piedi cubici (A = risonanza meccanica normale - B = smorzamento dovuto all'azione reflex - C = risonanza custodia - D = zona di alta distorsione armonica).

La custodia adottata per questa ultima prova è stata scelta fra quelle di tipo commerciale avente un volume di circa 6 piedi cubici. La curva, infine, riferentesi alla nostra custodia (in fig. 4), rivela subito una decisa netta differenza fra quelle delle prove precedenti.

Innanzitutto va notata la completa assenza di indicazioni inerenti a risonanze meccaniche; in secondo luogo l'andamento è simile a quello ottenuto nelle prove

con grandi trombe esponenziali che come è risaputo sono usate per ottenere un responso piatto su una ampia banda.

Come si vede in fig. 5 questo tipo di curva è quello caratteristico allo speciale caso contemplato dalla normale formula di risonanza quando questa avviene proprio vicino al punto ottimo di smorzamento al quale punto la frequenza di risonanza risultante è zero. Tale coincidenza la si può avere soltanto in trombe od altri dispositivi a parametri distribuiti quando questi sono di ampiezze enormi. Le perdite in tali casi sono unicamente quelle dovute alla resistenza di radiazione.

Si può quindi stabilire che la curva in oggetto rappresenta il meglio ottenibile; le punte e le depressioni che si notano causano qualche variazione nel responso.

Olson stabilisce che una variazione di impedenza dell'ordine di 6 a 1 cambia l'uscita acustica di 2 dB; cosicchè è ovvio che l'allontanamento della media nella larga deviazione che si vede, rappresenta in definitiva una frazione di dB.

È accettato che 2 dB sia la minima differenza che un orecchio normale possa rilevare sicchè questo minimo allontanamento dall'ideale è considerato più che accettabile. Una importante caratteristica di tali curve è la non armonica relazione fra punte ed avvallamenti; così per una nota a 30 cicli non è dato nessun rinforzo alla seconda armonica a 60 ed alla terza a 90.

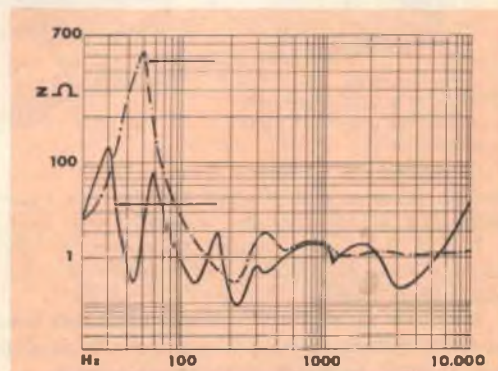


Fig. 4 - Curva dell'impedenza di custodia « Ultra Fidelity » dimostrante l'assenza di punte di risonanza (A = curva della normale risonanza meccanica - B = completa assenza di risonanza meccanica dovuta all'accoppiamento retro-fronte con l'accoppiatore esponenziale).

Tale caratteristica puntualizza ulteriormente la migliorata purezza delle frequenze basse.

Con la nostra custodia « Ultra Fidelity » si può stabilire con molta approssimazione che a 30 cicli non si abbia più del 2% di distorsione armonica e si nota soprattutto la corretta compensazione alla ovvia depressione che presenta la curva propria dell'altoparlante.

Questo è merito indiscutibile dell'accoppiatore esponenziale che agisce ne più ne meno quale fosse un trasformatore acustico. Per dare un'idea del valore di questo accorgimento accenniamo che per poter ottenere un simile risultato con una tromba a profilo esponenziale questa dovrebbe essere lunga oltre 9 metri ed avere un diametro di apertura di oltre 4.

La fig. 6 mostra ulteriori dettagli e curve ricavati dalle prove.

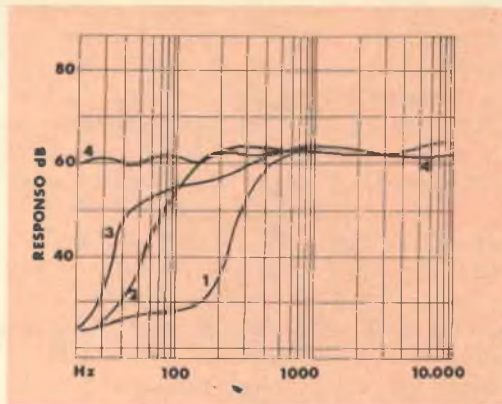


Fig. 6 - Responso della custodia « Ultra Fidelity » comparato agli altri tipi standard (1 = senza schermo-caduta per la presenza di onde sul retro del cono - 2 = con « infinite baffle » - 3 = con « bass reflex » responso con l'aggiunta della « porta sintonizzata del « bass reflex » - 4 = « Ultra Fidelity » con accoppiatore fronte-retro).

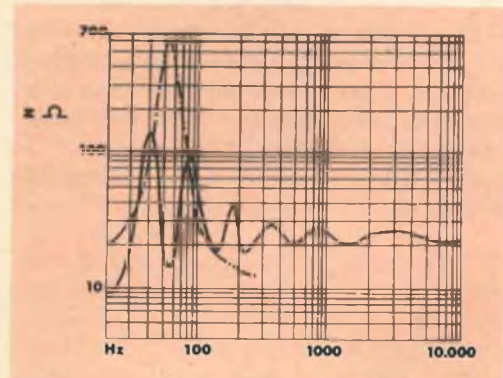


Fig. 5 - Curva di impedenza di un trasformatore adattato in modo da evitare la tipica risonanza (A = risonanza tipica - B = curva d'impedenza con assenza di risonanza).

Caratteristiche di radiazione

Se il responso alle varie frequenze fosse il nostro solo scopo da raggiungere, il progetto sarebbe vltualmente terminato; tuttavia devono pure essere prese in considerazione le caratteristiche di radiazione di una sorgente sonora.

Idealmente, il suono, da un sistema di altoparlanti, dovrebbe essere irradiato in modo completamente uniforme per tutte le frequenze. Quando ciò non avvenisse si creerebbero dei valori tonali molto dif-

ferenti in confronto con quelli dei suoni originali.

Solitamente un appassionato di alta fedeltà osserverà la curva di risposta di un amplificatore pignolando su di un dB in più o in meno, poi, in pratica, con una radiazione non corretta si rileveranno differenze dell'ordine anche di 20 db tra il lobo principale e quelli laterali. Ovvio che in tali condizioni parlare di alta fedeltà è proprio un non senso. Qualcuno può obiettare che poi intervengono le onde stazionarie ma se si considera che tutti i suoni sono composti più di passaggi transitori che di livelli piani e costanti, le intensità relative alla diretta radiazione da parte dell'altoparlante diventano predominanti, poichè questi transitori non sono di sufficiente durata da poter provocare onde stazionarie.

Sfortunatamente molti altoparlanti e sistemi a tromba hanno un diagramma di radiazione che varia a seconda della frequenza; alle basse una certa insufficienza e a quelle più alte intorno ai 1000 cicli, un effetto di fascio altamente direttivo, il che ci dimostra come molti complessi di alta fedeltà anche di un certo valore riproducano in definitiva suoni distorti e non naturali.

La fig. 7 mostra una tipica famiglia di

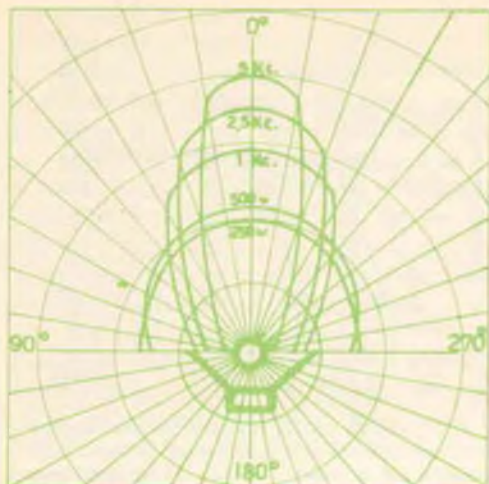


Fig. 7 - Dispersione uniforme attraverso una apertura.

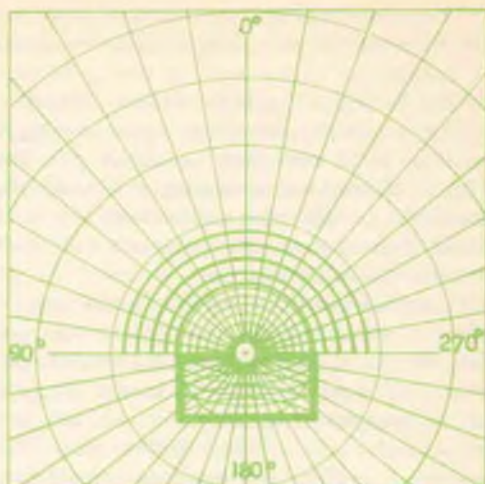


Fig. 8 - Risposta con uscita costante da un radiatore diretto.

curve di radiazione del lobo principale a differenti frequenze; i lobi laterali sono stati omessi per semplificazione.

Questo dovrebbe dare un'idea del come il suono è frequentemente riprodotto anche da complessi di un certo impegno.

Molto in contrasto invece con questo,

il diagramma di fig. 8 relativo ad un sistema come quello qui descritto e che rappresenta teoricamente il caso ideale. In pratica la differenza è minima e lo dimostra la pianta polare di radiazione di figura 9 per entrambi i piani, orizzontale e verticale.



Fig. 9A - Pianta di radiazione polare per il piano orizzontale; fig. 9B - pianta di radiazione polare per il piano verticale.

La radiazione sul piano orizzontale è estremamente uniforme su un angolo in eccesso di 120°, e nel progetto, data l'inclinazione del pannello di supporto dell'altoparlante, tale angolo di radiazione è inclinato in modo che il suo apice cada nelle vicinanze dell'intersezione fra il pavimento e la parete contro la quale l'unità è posta.

Tale accorgimento intensifica ulteriormente l'accoppiamento tra la custodia e l'ambiente in ragione del rafforzamento dato dalla presenza di due superfici piane, specialmente a frequenze basse.

Costruzione

La costruzione della custodia non presenta difficoltà particolari. In fig. 10 il disegno, le misure e tutti i minimi particolari. Le pareti sono state disposte in modo da costituire la parte legante di tutto l'insieme e di ottenere così una solidità tale da poter resistere alle pesanti pressioni e alle forti sollecitazioni.

Le pressioni in oggetto sono veramente considerevoli; basta porsi di fronte all'altoparlante a distanza di qualche metro per avere la esatta impressione dell'entità a cui arrivano.

La camera frontale deve essere rifinita con vernici che essiccando lascino una superficie dura e levigata, per evitare perdite alle frequenze elevate. A titolo indicativo può essere usata la vernice a base di gomma lacca, passata almeno tre volte e intercalando almeno 24 ore; dopo ogni essiccazione occorre levigare con carta al carborundum molto fine.

Il legno che meglio si adatta è il compensato Obeche da 20 mm di spessore.

Indispensabile l'uso di colla di ottima qualità da usare in tutte indistintamente le giunzioni, unitamente ad una fitta chiodatura.

La sola parte staccabile, per l'applicazione dell'altoparlante e dei materiali assorbenti, è il fondo retrostante; a sua volta deve poi essere fortemente fatto aderire a mezzo di viti a legno.

Il materiale assorbente, lana di vetro oppure lana di roccia, facilmente reperibile in pannelli di circa 25 mm di spes-

sore, deve essere applicato con colla esclusivamente nei punti indicati dal disegno.

L'altoparlante deve essere di alta qualità, di tipo coassiale e con apertura di cono da 30 cm.; abbiamo scelto il 312 University ma possono andare, anche se un po' inferiori allo stesso, i modelli 6201 e l'UXC 123 della stessa casa.

Il tessuto frontale per la rifinitura estetica è bene sia a rete a trama piuttosto larga affinché non si abbia una perdita dei suoni acuti e l'appoggio al pavimento deve essere fatto su 4 pienini di gomma molto soffice oppure su strisce di gomma spugna.

Apertura frontale a sagoma esponenziale partendo dall'alto come indicato in « X ».

Valori di « X »		Amplezza apertura	
mm.	25,4	—	1,17
»	58,8	—	1,32
»	76,2	—	1,42
»	101	—	2,15
»	127	—	2,54
»	152	—	3,17
»	178	—	3,88
»	203	—	4,78
»	228	—	5,68
»	254	—	6,72
»	279	—	7,93
»	305	—	9,1
»	330	—	10,4
»	357	—	12,1
»	381	—	13,7
»	407	—	15,5
»	432	—	17,8
»	464	—	19,3
»	485	—	21,4
»	508	—	23,6
»	533	—	25,6
»	558	—	28,2
»	584	—	31,—
»	609	—	33,1
»	634	—	36,2
»	661	—	38,8
»	686	—	42,—
»	712	—	45,2
»	736	—	50,—
»	762	—	51,8
»	766	—	52,—

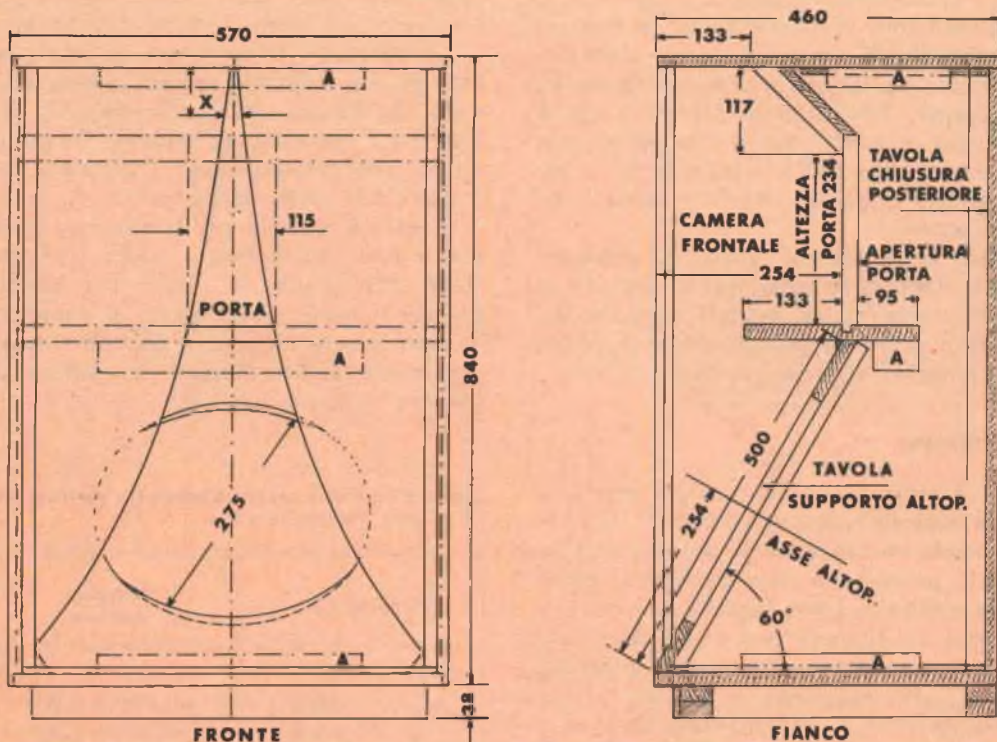


Fig. 10 - Dimensioni e dettagli della custodia « Ultra Fidelity ».

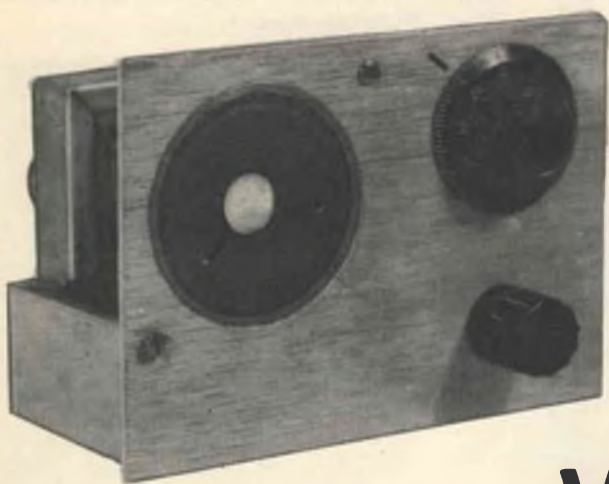
1) Tavole interne ed esterne dello spessore di 20 mm di compensato a strati. - 2) Listelli interni di tenuta incollati con colla forte. - 3) Rifinitura della camera frontale con vernice dura e liscia, alla lacca. - 4) Materiale assorbente di lana di vetro o roccia applicato con colla solo ove è indicato dalla lettera « A ». - 5) Tavola di chiusura posteriore toglibile, fissata fortemente con viti a legno.

G. LOZZA

UN NUOVO MISURATORE DI CAMPO

La Prestel, di Milano, che da anni produce i televisori a proiezione su schermo a 44", già quotati sul mercato nazionale ed estero, ha felicemente presentato un nuovo Misuratore di Campo. Detto apparecchio realizzato dopo molteplici esperimenti e calcoli dell'Ufficio Tecnico Studi e Progettazioni è stato approntato per soddisfare tutte le esigenze degli installatori e dei tecnici TV. Questo strumento atto a funzionare nel campo delle onde attualmente usate in Televisione e M.F. compresa la gamma U.H.F. offre prestazioni di utilità, sensibilità, facilità di uso con minimo ingombro e peso essendo completamente transistorizzato. Dopo un approfondito esame dei costi di produzione la Prestel, ha potuto contenere il prezzo ad una quotazione veramente eccezionale, accessibile a tutti i tecnici e installatori, tale da non imporre sacrifici agli acquirenti. Durante la Mostra della Radio-TV svoltasi a Milano nel settembre scorso, il Misuratore di Campo Prestel ha suscitato un vivissimo interesse fra tutti i visitatori qualificati, i quali hanno dimostrato di apprezzarlo per le sue elevate qualità e particolarità tecniche, accomunate all'eleganza e alla leggerezza dell'apparecchio stesso.

RICEVITORE AD UNA VALVOLA



Qualche tempo fa venne a trovarmi un ragazzino che timidamente mi mostrò un montaggio da lui realizzato... e col quale non era riuscito a sentire niente.

Si trattava di un ricevitore ad una valvola, costruito su di un vecchio telaio, e mi spiegò anche che quella era la sua prima realizzazione, e... avrebbe dovuto essere un ricevitore a reazione.

Lo schema era stato preso da una vecchia rivista di radiotecnica, e mi pregò vivamente di farlo funzionare... perchè altrimenti gli amici lo avrebbero deriso. Rivedendo in lui me stesso alle prime armi con la radiotecnica, benevolmente lo invitai a rifare tutto daccapo fornendogli, beninteso, uno schemino che gli consentisse di utilizzare il materiale in suo possesso.

Ne uscì un discreto ricevitore e che ora descrivo per coloro che... muovono i primi passi in campo radio.

Esso è stato studiato per principianti; presenta quindi una grande semplicità di circuito, il materiale impiegato costa poco, il funzionamento è immediato e, a confronto di altri ricevitori a reazione, presenta un'ottima stabilità e dolcezza nei controlli.

Il ricevitore impiega una valvola multipla, la ECL82, composta da un triodo (usato come rivelatore a reazione) e da una sezione pentodica (usata come amplificatrice di potenza); riceve le stazioni locali in altoparlante con una antenna di pochi metri.

Lo schema

Prima di incominciare la descrizione del circuito è bene, per chi si accinge ad eseguire il montaggio, imparare a leggere lo schema elettrico, in modo che poi possa interpretare anche schemi più complessi.

Il segnale, captato dall'antenna, perviene a L1; abbiamo adottato per questa bobina, la 0/491 del cat. G.B.C., normalmente usata come oscillatrice negli apparecchi a conversione di frequenza, ma che si presta bene in questo circuito.

L1, dunque, insieme al condensatore variabile C2 provvede a sintonizzare il rice-

preleva il segnale di BF che, inviato sulla griglia del pentodo, provvede alla amplificazione di potenza. Il circuito di alimentazione è classico, costituito da un trasformatore di alimentazione, da un raddrizzatore al selenio (un raddrizzatore al silicio va altrettanto bene) e da una cellula di filtro resistenza-capacità.

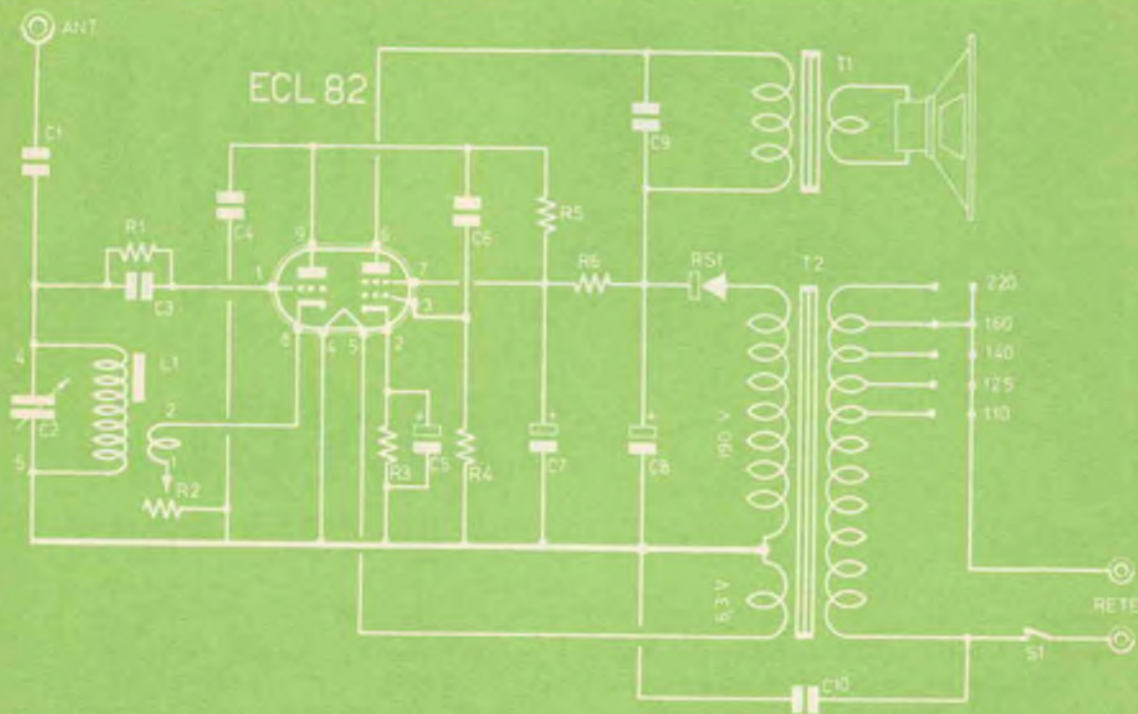


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore.

vitore sulla stazione desiderata. Attraverso C3 il segnale passa alla griglia del triodo della ECL82, quindi prelevato sul catodo viene nuovamente trasferito sull'avvolgimento di sintonia della bobina, costituendo così un circuito chiuso che consente un'elevata amplificazione.

Il potenziometro R2 di controllo della reazione, in serie al circuito di catodo, regola la quantità di AF da ritornare sulla griglia.

Dalla placca del triodo, tramite C6, si

Realizzazione pratica

Il ricevitore è stato costruito su telaio metallico con pannello frontale in legno compensato. Naturalmente potrà essere costruito interamente in metallo; l'impiego di un trasformatore mette al sicuro il montatore da pericolose scariche elettriche.

Si cominci, dunque costruendo il telaio, le cui dimensioni non sono critiche. A scopo indicativo in fig. 2 è stato riportato un tipo recante le dimensioni della piastra metallica e quelle di piegatura.

Si fissano poi sul telaio i vari componenti e cioè il trasformatore, lo zoccolo della valvola, il condensatore variabile, l'altoparlante col trasformatore d'uscita, il potenziometro, ecc.

Si incominci ad effettuare i collegamenti prestando la massima cura alle saldature. È molto importante che esse siano bene eseguite, attenzione che qualche goccia di stagno non cortocircuiti i piedini dello zoccolo.

Le saldature sui terminali della bobina, devono essere fatte velocemente per non danneggiarne gli avvolgimenti.

Si monti il raddrizzatore al selenio appoggiandolo al telaio, in maniera che possa raffreddarsi efficacemente e curando che le linguette di contatto non tocchino il telaio stesso.

Durante il montaggio di T2 si osservino con attenzione i colori che contraddistinguono le varie tensioni di impiego (questi colori si leggono sul cartellino che corre da ogni trasformatore) perchè un loro montaggio errato può danneggiare sia il trasformatore che gli altri componenti.

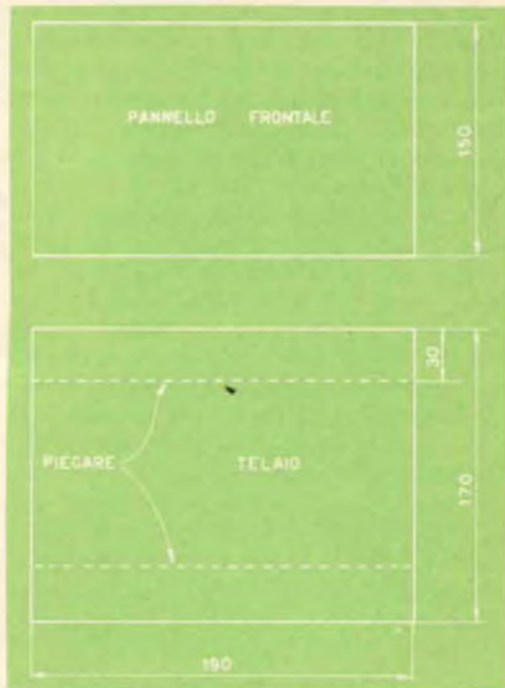


Fig. 2 - Dimensioni e dettaglio di piegatura del telaio e del pannello frontale.

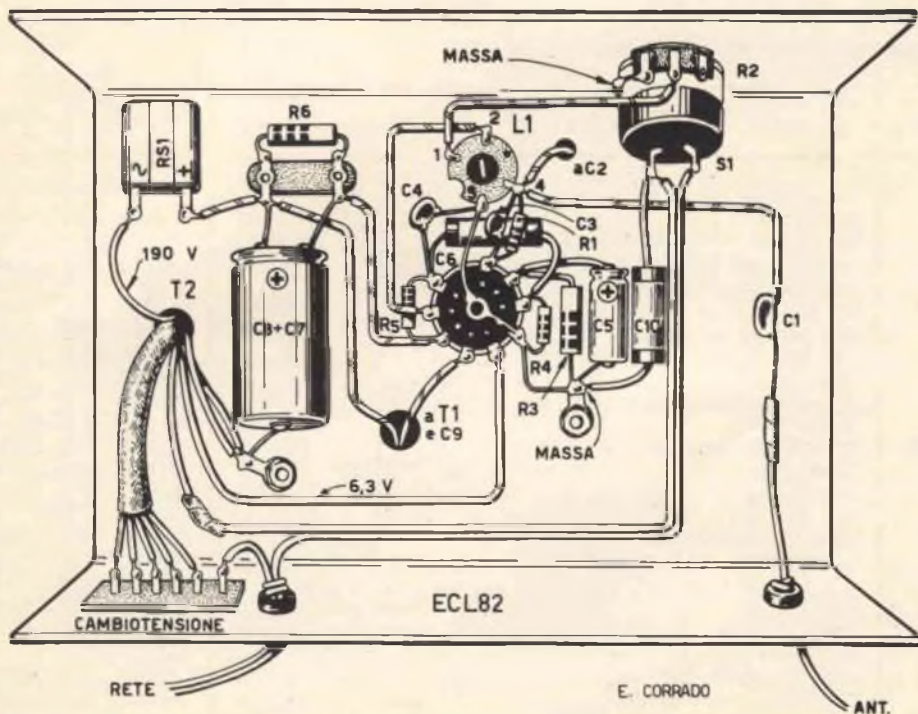


Fig. 3 - Disposizioni delle parti e schema pratico dei collegamenti.

Una volta terminato il montaggio si accenda il ricevitore. Se il cablaggio è stato eseguito regolarmente, il funzionamento sarà immediato. In caso contrario si proceda ad un accurato controllo del circuito.

Vediamo insieme alcuni possibili difetti che si possono verificare:

Se il ricevitore rimane completamente muto, controllare prima se la valvola è accesa, poi se la tensione anodica è presente; fatte queste verifiche si tocchi, con prudenza, il piedino n° 3 dello zoccolo corrispondente alla griglia del pentodo con la punta di un cacciavite tenuto in maniera da stringere tra le dita la parte metallica della asticina (non si tocchi il telaio con altre parti del corpo); si dovrà udire nell'altoparlante, un leggero ronzio ciò significherà che lo stadio finale funziona regolarmente. Si ripeta la stessa prova sul piedino n° 1 per verificare il funzionamento del triodo (il ronzio dovrà essere molto più forte).

In questa maniera avremo controllato l'esattezza dei collegamenti sullo zoccolo.

Per ultimo si verifichi il circuito di sinto-

nia e si controllino le masse del condensatore variabile e del potenziometro.

Se le stazioni si udissero molto forte ma sovrapposte, sarà necessario accorciare l'antenna o diminuire la capacità di C1.

Girando il potenziometro al massimo del volume si udrà un leggero fischio, se ciò non accadesse è probabile che i collegamenti di L1, sui contatti 1-2 siano stati invertiti.

Il condensatore C1 potrà essere sostituito da un compensatore semifisso in modo da adattare l'antenna al circuito di sintonia.

Le stazioni, se si è in buone condizioni di ricezione, si dovranno sentire molto bene e con buona fedeltà (molto dipenderà dalla esatta regolazione della reazione). Di sera si potrà ricevere anche qualche stazione straniera.

Qualora toccando il telaio si avvertisse una leggera (non pericolosa) scossa, dovuta alla tensione che passa attraverso il condensatore di rete C10, provare ad invertire la spina nella presa di rete.

E. Corrado

ELENCO DEL MATERIALE OCCORRENTE

Sigla	Descrizione	Cat. G.B.C.	Prezzo
L1	Valvola tipo ECL82		
L1	Bobina	O/491	320
T1	Trasformatore d'uscita 7000 Ω	H/59	740
T2	Trasformatore d'alimentazione 30 VA	H/188	1.800
RS1	Raddrizz. selenio 250 V - 60 mA	E/65	800
C1	47 pF	B/15	34
C2	500 pF condens. variabile aria	O/133	790
C3	150 pF	B/15	34
C4	1000 pF	B/16	40
C5	50 μF elettrolitico catodico 25 V1	B/363	124
C6	10000 pF	B/16	40
C7-C8	32+32 μF elettrolitico 350 V1	B/473	600
C9	2000 pF	B/16	40
C10	10000 pF	B/16	40
R1	2,2 MΩ	D/42	30
R2	5000 Ω potenziometro con interr. S1	D/221	440
R3	220 Ω 1 W	D/42	30
R4	470 kΩ	D/42	30
R5	220 kΩ	D/42	30
R6	1200 Ω 1 W	D/42	30
n° 1	Cambiotensione	G/2101	74
n° 1	Altoparlante Ø 130 mm	A/440	2.200
	Zoccolo noval in bachelite	G/2654	56
	Prese di massa, gommini, basette, isolante cambio-tensione ecc.		

TABELLE DI EQUIVALENZA DELLE VALVOLE TELEFUNKEN

Al fine di agevolare tutti coloro che si trovassero nella necessità di effettuare una sostituzione, qui di seguito pubblichiamo le sigle delle valvole Telefunken e loro relative equivalenze.

È evidente che una equivalenza assoluta non possiamo sempre garantirla, tuttavia la sostituzione la si può sempre effettuare con molta approssimazione.

Per essere maggiormente chiari dobbiamo aggiungere che le presenti tabelle comprendono le intercambiabilità da noi ritenute più importanti.

Prima di lasciarvi alla consultazione delle equivalenze per le quali abbiamo fatto questa breve introduzione, teniamo a precisare che non tutti i tipi di valvola da noi menzionati sono disponibili o facilmente reperibili.

Type	TELEFUNKEN Type	Type	TELEFUNKEN Type
ACS5	RS2793	CV484	DL92
AG5209	STV85/10	CV491	ECC802S
AG5210	STV108/30	CV492	ECC803S
AG5211	STV150/30	CV718	MP13-39
ASG5121	2D21	CV720	723A/B
ASG5696	5696	CV753	1A3
ASG5823	5823	CV782	DK91
ASG5823A	5823A	CV784	DAF91
ASGOA-4	OA4-G	CV785	DF91
B1135	RS630	CV797	2D21
C1108	RS685	CV818	3Q4
C1112	RS686	CV820	DL92
CCa	E88CC	CV850	5654
CK546DX	DL651	CV932	2C40
CK549DX	DF651	CV1350	RS630
CK5672	5672	CV1351	RS631
CK5678		CV1352	EM80
CK5886	DF703	CV1375	EF85
CV140	EAA901S	CV1376	EF80
CV283	EAA901S	CV1535	EZ80
CV426	EY51	CV1633	DL94
CV449	OG3	CV1741	EL34
CV453	6BE6	CV1795	723A/B
CV454	6BA6	CV1832	OA2
CV455	ECC801S	CV1833	OB2

Type	TELEFUNKEN Type	Type	TELEFUNKEN Type
CV1862	6005	CV3998	E180F
CV1868	MF13-39	CV4003	ECC802S
CV1928	12BA6	CV4004	ECC803S
CV1961	12AU6	CV4007	EAA901S
CV1971	DF91	CV4009	6BA6W
CV1992	OA4G	CV4010	5654/6AK5W
CV2004	EAA901S	CV4012	6BE6
CV2005	EAA901S	CV4016	ECC802S
CV2007	ECC802S	CV4019	6005
CV2011	ECC802S	CV4023	6AU6
CV2016	ECC801S	CV4024	ECC801S
CV2020	5654	CV4025	EAA901S
CV2024	6BE6	CV5008	6080
CV2026	6BA6	CV5055	EM81
CV2128	ECH81	CV5065	ECF82
CV2130	RS685	CV5072	EZ81
CV2131	RS686	CV5077	PL81
CV2132	FZ9011V	CV5092	EF800
CV2133	FZ9012G	CV5093	EL803
CV2134	FZ9012V	CV5094	EL86
CV2237	1AD4	CV5156	EF89
CV2238	5672	CV5212	ECC801S
CV2239	5676	CV5214	E90CC
CV2254	5678	CV5215	ECF80
CV2270	FZ9011G	CV5231	E88CC
CV2370	DL92	CV5232	C3m
CV2492	E88CC	CV5331	ECC189
CV2507	DF904	CV5354	E188CC
CV2516	2C39A	CV5358	ECC88
CV2524	6AU6	CV5434	EM84
CV2526	6AV6	DA90	1A3
CV2643	2C40	DB13-78	DB13-58
CV2726	EL803	DF60	5678
CV2792	2K25	DF62	1AD4
CV2877	5654	DH13-78	DG13-58
CV2882	EAA901S	DN13-78	DN13-58
CV2883	6005	DL620	5672
CV2901	EF806S	E81CC	ECC801S
CV2964	RS686	E82CC	ECC802S
CV2966	EY86	E83CC	ECC803S
CV2975	EL84	E86C	EC806S
CV2980	DM70	E88C	8255
CV2983	DL94	E91AA	EAA901S
CV2984	6080	E91H	EH900S
CV3508	ECC801S	E95F	5654
CV3512	5696	E1955	2D21
CV3522	RS687	ECC960	E90CC
CV3852	RS285	ECC962	E92CC
CV3855	RS329	EF861	E180F

Type	TELEFUNKEN Type	Type	TELEFUNKEN Type
EF905	5654	1AN5	DF97
KS9-20	723A/B	1AJ4	DF96
KS9-20A	2K25	1EP1	DG3-12A
ME1100	723A/B	1FP1	DG3-12A
OA2	STV150/30	1FP35	DB3-12
OB2	STV108/30	1M3	DM70
OG3	STV85/10	1R5	DK91
PL21	2D21	1S2	DY86
PL1267	OA4-G	1S2A	DY87
QB3/300	RS685	1S5	DAF91
QB3,5/750	RS686	1T4	DF91
QB5/1750	RS687	1U4	DF904
QK422	YK1020	1X2A	DY80
QY3-125	RS685	2C39B	2C39BA
QY4-250	RS686	3AB4	PC92
QY5-500	RS687	3ACP1	DG7-14
QX21	2D21	3ACP2	DN7-14
RGQZ1,4/0,4	RG105	3ACP7	DP7-14
RHK6332	723A/B	3ACP11	DB7-14
RS1002	RS686	3ARP1	DG7-74A
RS1006B	RS614	3BNP1	DG7-52A
RS1007	RS685	3BVP2	DN7-18
RS1016	RS631	3BVP7	DP7-18
RS1026	RS630	3BVP11	DB7-18
RS1041V	RS867	3BVP31	DG7-18
RS1041W	RS567	3C4	DL96
RS2001V	RS865	3CX100A5	2C39BA
RS2001W	RS565	4CX1000A	RS4791
Ste1300/01/05	2D21	4CX5000A	RS2793
STV85/8	ZZ1020	3JP1	DG7-14
STV500/0,1	ZZ1030	3JP2	DN7-14
T54P1	DG13-58	3JP7	DP7-14
T54P2	DN13-58	3JP11	DB7-14
T54P11	DB13-58	3S4	DL92
TB2,5/400	RS614	3V4	DL94
TB3/750	RS630	3X100A5	2C39A
TB4/1250	RS631	4-125A	RS685
TB5/2500	RS635	4-250A	RS686
TH2225	2K25	4CM4	PC86
TS49	C3m	4D21	RS685
TY3-250	RS630	4DL4	PC88
TY4-500	RS631	4TP2	DN10-18
Z719	EF80	4TP7	DP10-18
Z729	EF86	4TP11	DB10-18
ZZ1020	STV85/8	4TP31	DG10-18
ZZ1030	STV500/0,1	5A/170K	E180F
1AB6	DK96	5A/185K	D3a
1AC6	DK92	5BHP1	DG13-58
1AH5	DAF96	5BHP2	DN13-58

Type	TELEFUNKEN Type	Type	TELEFUNKEN Type
5BHP11	DB13-58	6DL4	EC88
5D22	RS686	6DL5	EL95
5DMP2	DN13-38	6DR8	EBF83
5DMP7	DP13-38	6DS8	ECH83
5DMP11	DB13-38	6DX8	ECL84
5DMP31	DG13-38	6EH7	EF183
5DSP2	DN13-18	6EJ7	EF184
5DSP11	DB13-18	6ES6	EF97
5DSP31	DG13-18	6ES8	ECC189
5FP7	MP13-39	6ET6	EF98
5FP19	MF13-39	6FG6	EM84
5TO1A	MF13-39	6GM8	ECC86
5TO3A	MF13-39	6GW8	ECL86
5YP1	DG13-54	6GX8	EAM86
5YP2	DN13-54	6HU6	EM87
5YP7	DP13-54	6JW8	ECF802
5YP11	DB13-54	6LD13	EBC81
6AB4	EC92	6N8	EBF80
6AB8	ECL80	6S2	EY86
6AJ8	ECH81	6S2A	EY87
6AK5W	5654	6T8(6AK8)	EABC80
6AK8	EABC80	6U8	ECF82
6AL3	EY88	6V4	EZ80
6AL5	EAA91	6X2	EY51
6AL5W	EAA901S	7AN7	PCC84
6AQ5W	6005	7DJ8	PCC88
6AQ8	ECC85	7ES8	PCC189
6AV6	EBC91	7HG8	PCF86
6BD7A	EBC81	8A8(9A8)	PCF80
6BK6	EBC91	9AB4	UC92
6BL8	ECF80	9AK8	PABC80
6BM8	ECL82	9AQ8	PCC85
6BQ5	EL84	9FG6	PM84
6BR5	EM80	9JW8	PCF802
6BW4	EZ81	9U8	PCF82
6BX6	EF80	10FD12	UBF89
6BY7	EF85	10LD12	UABC80
6CA4	EZ81	10LD13	UBC81
6CA7	EL34	12AL5	UAA91
6CF8	EF86	12AT7	ECC81
6CK6	EL803	12AT7WA	ECC801S
6CM4	EC86	12AU7	ECC82
6CS6	EH90	12AU7A	ECC802S
6CW5	EL86	12AU7WA	ECC802S
6CW7	ECC84	12AX7	ECC83
6DA5	EM81	12DA6	UF89
6DA6	EF89	12FG6	UM84
6DC8	EBF89	14GW8	PCL86
6DJ8	ECC88	15A6	PL83

Type	TELEFUNKEN Type	Type	TELEFUNKEN Type
15BD7A	UBC81	5726	EAA901S
15CW5	PL84	5749	6BA6W
15DQ8	PCL84	5751	ECC803S
16A5	PL82	5867	RS630
16A8	PCL82	5868	RS631
17C8	UBF80	5886	DF703
17CVP4	AW43-88	5910	DF904
17DJP4	AW43-80	5915	EH900S
17N8	UBF80	5920	E90CC
17Z3	PY83 (PY81)	5976	TK61
18GV8	PCL85	6057	ECC803S
19AJ8	UCH81	6058	EAA901S
19ALP4	AW47-91	6060	ECC801S
19AQP4	AW47-91	6067	ECC802S
19BEP4	AW47-91	6073	STV150/30
19BR5	UM80	6074	STV108/30
19BY7	UF85	6079	RS687
19BX6	UF80	6094	6005
19DC8	UBF89	6095	6005
20A3	2D21	6096	5654
21A6	PL81	6097	EAA901S
21DKP4	AW53-88	6155	RS685
21ENP4	AW53-80	6156	RS686
23AJP4	AW59-90	6189	ECC802S
23AMP4	AW59-90	6201	ECC801S
23AQP4	AW59-90	6262	CAV50
23BCP4	AW59-90	6267	EF806S
25E5	PL36	6291	XP1060
26AQ8	UCC85	6363	XP1070
27BL8	UCF80	6663	EAA901S
28AK8	UABC80	6679	ECC801S
28GB5	PL500	6680	ECC802S
30AE3	PY88	6681	ECC803S
30C1	PCF80	6687	EH900S
30L1	PCC84	6688	E180F
30P4	PL36	6922	E88CC
30P16	PL82	7036	EH900S
30P18	PL84	7092	RS635
38A3	UY85	7289	2C39BA
45B5	UL84	7308	E188CC
50BM8	UCL82	7534	E130L
85A2	STV85/10	7643	E80CF
90AG	FZ9011G	7721	D3a
90AV	FZ9011V	7722	E280F
90CG	FZ9012G	7788	E810F
90CV	FZ9012V	8223	E288CC
108C1	STV108/30	55390	2K25
150C2	STV150/30	55391	723A/B

ERO UN MANOVALE...

Ero un uomo scontento: non guadagnavo abbastanza, il lavoro era faticoso e mi dava scarse soddisfazioni. Volevo in qualche modo cambiare la mia vita, ma non sapevo come. Temevo di dover sempre andare avanti così, di dovermi rassegnare... quando un giorno mi capitò di leggere un annuncio della SCUOLA RADIO ELETTRA che parlava dei famosi **Corsi per Corrispondenza**. Richiesi subito l'**opuscolo gratuito**, e seppi così che grazie al "Nuovo Metodo Programmato" sarei potuto diventare anch'io un tecnico specializzato in

ELETRONICA, RADIO STEREO, TV, ELETTROTECNICA.



richiedete subito
l'opuscolo
gratuito
a colori



Scuola Radio Elettra
Torino Via Stellone 5/108

...OGGI SONO UN TECNICO SPECIALIZZATO

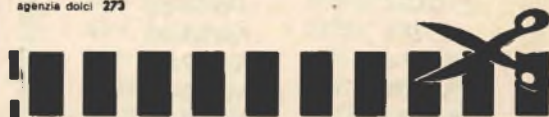
Decisi di provare!

È stato facile per me diventare un tecnico! Con pochissima spesa, studiando a casa mia nei momenti liberi, in meno di un anno ho fatto di me un altro uomo. (E con gli **stupendi materiali inviati gratuitamente** dalla SCUOLA RADIO ELETTRA ho attrezzato un completo laboratorio).

Ho meravigliato i miei parenti e i miei amici! Oggi esercito una professione moderna ed interessante; guadagno molto, ho davanti a me un avvenire sicuro.



agenzia dolci 273



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

**Scuola
Radio
Elettra
Torino AD**
VIA STELLONE 5/108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE
spedire senza busta e senza francobollo

Speditemi gratis il vostro opuscolo

(contrassegnare così gli opuscoli desiderati)

- RADIO - ELETTRONICA - TRANSISTORI - TV
 ELETTROTECNICA

MITTENTE

nome _____
cognome _____
via _____
città _____ prov. _____



i lettori ci scrivono

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. DEL CONTE G. - Milano

Amplificatore stereofonico

Potrebbe alimentare l'amplificatore stereofonico con un trasformatore del tipo H/187, ma d'altra parte ci sembra che la sua richiesta sia superata dalla pubblicazione nel n° 2 di quest'anno di SELEZIONE RADIO TV, di un brillante AMPLIFICATORE STEREO da 10 W, il quale è fornito sotto forma di scatola di montaggio dalla GBC, sotto la sigla SM/5007, al prezzo netto di lire 25.900. Non vediamo l'opportunità di sostituire la valvola raddrizzatrice indicata.

Sig. Dott. NASETTI D. - Bologna

Pistola stroboscopica

Nel n° 3 di quest'anno di SELEZIONE RADIO TV abbiamo pubblicato la descrizione e lo schema elettrico, relativo ad una pistola stroboscopica. Con ciò riteniamo di aver evaso la sua richiesta.

Sig. SPADARO B. - Messina

Microfono per otofono

Il microfono adatto all'amplificatore a quattro stadi per protesi acustica descritto nel n° 2/1961 deve essere del tipo magnetico con impedenza di 2.000 Ω .

Qualora non riesca a procurarselo sulla piazza di Messina può richiederlo alla sede centrale della G.B.C. la quale provvederà a spedirglielo contro-assegno.

Sig. BOSCO P.

Batterie solari al silicio

La ditta GBC può fornirle la cella solare della PHILIPS tipo S1Sp. Tale cella è del tipo al silicio diffuso in forma di disco. Le sue caratteristiche principali sono le seguenti: Area attiva del disco 1,9 centimetri. Alla temperatura ambientale di 25° centigradi: Corrente di corto circuito $I_{sc} = 44,8$ mA. Tensione a circuito aperto $V_{oc} = 594$ mV; Corrente con un carico di 15 Ω , $I_r = 30$ mA. Sensibilità a 45 mW/cm² di energia luminosa; Corrente di corto circuito $I_{sc} = 10$ mA; Tensione a circuito aperto = $V_{oc} 578$ mV. Con la suddetta cella si può realizzare una batteria connettendone in serie 16 elementi. In tal caso le dimensioni sono di 147 x 41,7 x 7,5 mm. L'efficienza della superficie è di circa il 50% (fig. 1).

La sensibilità dell'energia luminosa a 100 mW/cm² è di $I_{sc} = 28$ mA a circuito aperto e la tensione, sempre a circuito aperto $V_{oc} = 8,2$ V.

Il prezzo di listino di ciascuna cella è di lire 18.550 salvo gli eventuali sconti d'uso.

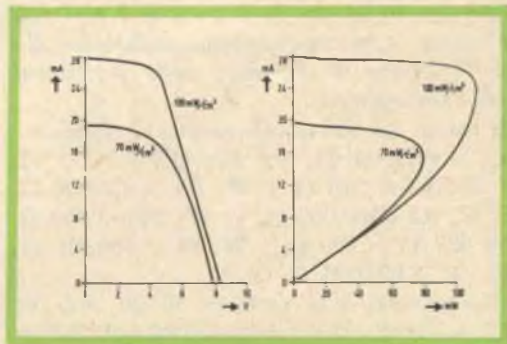


Fig. 1 - Curve caratteristiche della batteria solare al silicio Philips tipo S1Sp.

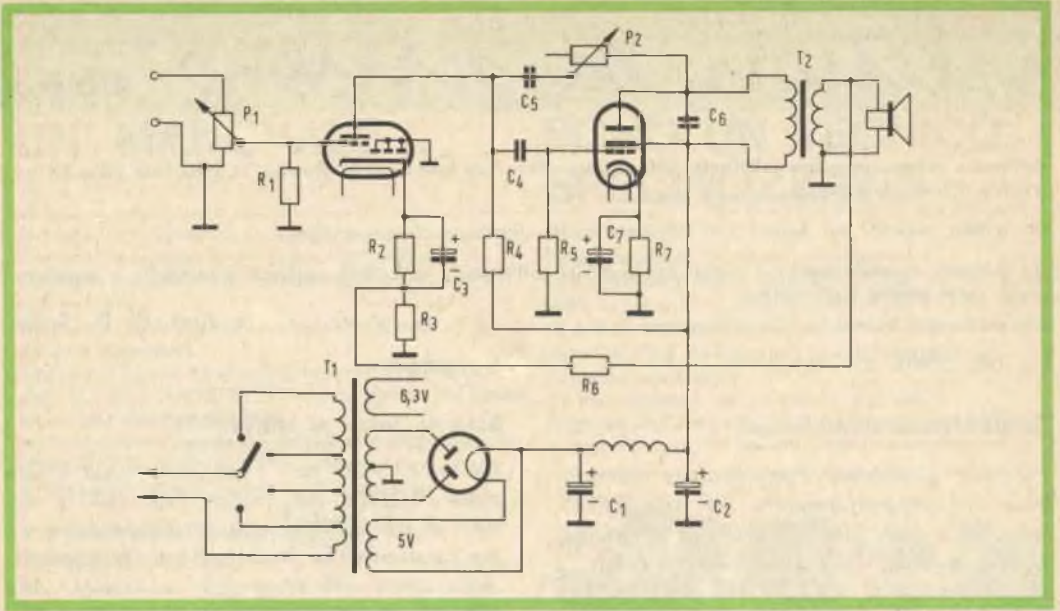


Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore avente una potenza d'uscita di 4 W.

Sig. RASPARINI C. - Piacenza

Amplificatore con EABC80/6V6/5Y3

Su SELEZIONE TECNICA abbiamo descritto molti amplificatori del tipo di quello richiesto ed altri di ottima qualità sono disponibili sotto forma di scatola di montaggio presso la ditta GBC. Ad ogni modo in figura 1 riportiamo lo schema di un amplificatore del tipo di quello richiesto il quale consente di ottenere discrete prestazioni. La potenza massima è dell'ordine dei 4 W: naturalmente in tal caso la distorsione è piuttosto notevole. Con una potenza dell'ordine dei 2 W invece si ottengono delle prestazioni abbastanza buone.

Il valore dei vari componenti è il seguente:
 R1 = 250.000 Ω , 1/2 W; R2 = 4.700 Ω , 1 W; R3 = 560 Ω , 1 W; R4 = 220.000 Ω , 1 W; R5 = 500.000 Ω , 1/2 W; R6 = 1.500 Ω , 1/2 W; R7 = 290 Ω , 1 W; P1 = 500.000 Ω ; P2 = 2.500.000 Ω (tono).
 C1 = 40 μ F, 500 V; C2 = 20 μ F, 500 V; C3 = 25 μ F, 25 V; C4 = 50.000 pF; C5 = 1.000 pF; C6 = 200 pF; C7 = 25 μ F, 25 V.

T1 = Trasformatore di alimentazione tipo universale, secondario 2x250; 6,3 V, 5 V.
 T2 = Trasformatore di uscita adatto per 6V6.

Sig. GIUFFREDA & C. - Foggia

Televisore a transistori d'importazione giapponese

Le modifiche da apportare al televisore a transistori adatto per lo standard americano, non differiscono, per quanto concerne i circuiti interessati a quelle che è opportuno apportare ai televisori a valvola.

Purtroppo non possiamo procurarle lo schema del televisore modello 5-303 W dato che anche il rappresentante italiano della SONY ne è sprovvisto.

Nel volume SERVIZIO TECNICO TV di P. Soati, che eventualmente può essere richiesto anche alla nostra redazione inviando l'importo di lire 3.800, sono riportate alcune note di servizio relative a un televisore simi-

lare e precisamente il SONY modello 8-301, compreso lo schema della sezione oscillatore orizzontale.

Sig. VENTURINI G. - Mortara

Ricezione delle emittenti televisive svizzere.

Il sistema da lei adottato è poco ortodosso poiché collegando in parallelo le tre antenne, destinate alla ricezione di tre distinti programmi, ad un unico miscelatore ha provocato un'alterazione dei valori di impedenza del circuito d'antenna, linea di alimentazione ed ingresso del televisore.

Per ricevere le stazioni televisive ad una notevole distanza dal trasmettitore, sempre che fra questo ed il ricevitore non esistano ostacoli aventi dimensioni rilevanti e la distanza sia dell'ordine dell'orizzonte ottico apparente, è indispensabile realizzare un impianto di antenna che consenta di ottenere il massimo rendimento, cosa che non è possibile, come lo dimostrano i risultati da lei conseguiti, facendo ricorso a dei palliativi.

Di conseguenza l'unico modo che consenta di ottenere buoni risultati è quello di usare una buona antenna, ad alto guadagno, e a questo proposito ritengo che quella da lei usata sia senz'altro ottima, essa dovrà essere collegata ad una linea di alimentazione indipendente dalle altre antenne possibilmente realizzata con del cavetto coassiale, il quale naturalmente dovrà essere adattato all'antenna, che se non erro, ha una impedenza di 300 Ω .

Sig. TAMBURINI S. - Firenze

Citofono per 10 appartamenti

Desideriamo far presente tanto a lei quanto ai numerosissimi lettori che ci scrivono, che in questa rubrica, in linea di massima, non ci è possibile trattare quegli argomenti per i quali occorrono lunghe dimostrazioni teoriche o complicati progetti di apparecchiature per i quali siano necessarie ricerche o studi molto impegnativi.

Infatti questa rubrica è destinata alle richieste di chiarimenti relativi agli schemi o agli argomenti pubblicati sulla rivista, ed alla pubblicazione di schemi di apparecchiature richieste dai lettori, che naturalmente dobbia-

mo rintracciare anche su altre riviste o monografie italiane e straniere.

Tale lavoro assorbe molto tempo dato che, anche se la nostra organizzazione in tale campo è buona, non sempre è possibile trovare una risposta immediata ai quesiti che ci sono formulati e ciò spiega il ritardo con il quale siamo costretti a rispondere ai singoli quesiti. L'argomento relativo all'installazione dei citofoni è stato trattato, in parte, nella rubrica « Rassegna delle riviste estere » del n. 4 di quest'anno di SELEZIONE RADIO TV, e verrà ripreso in modo molto più ampio in un articolo che sarà pubblicato prossimamente sulla rivista.

Sig. VENTURA A. - Prato.

Filtro per il collegamento di 3 altoparlanti

In figura 1 è rappresentato lo schema relativo al collegamento dei tre altoparlanti. I singoli valori si otterranno applicando le seguenti formule, nelle quali Z corrisponde alla impedenza comune alle differenti entrate, f1 alla frequenza di taglio inferiore, e f2 alla frequenza di taglio superiore:

C1 in μF = 114.000 Z/f1

L1 in mH = 228 Z/f1

L2 in mH = 228 Z/f2

C2 in μF = 114.000 Z/f2

L'attenuazione di questo filtro è di 12 dB per ottava.

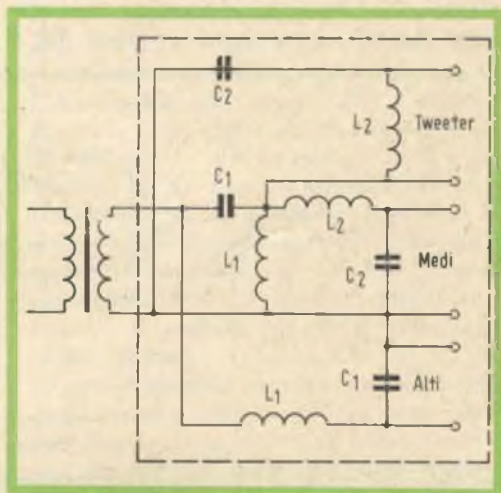


Fig. 1 - Schema elettrico del filtro per il collegamento di 3 altoparlanti.

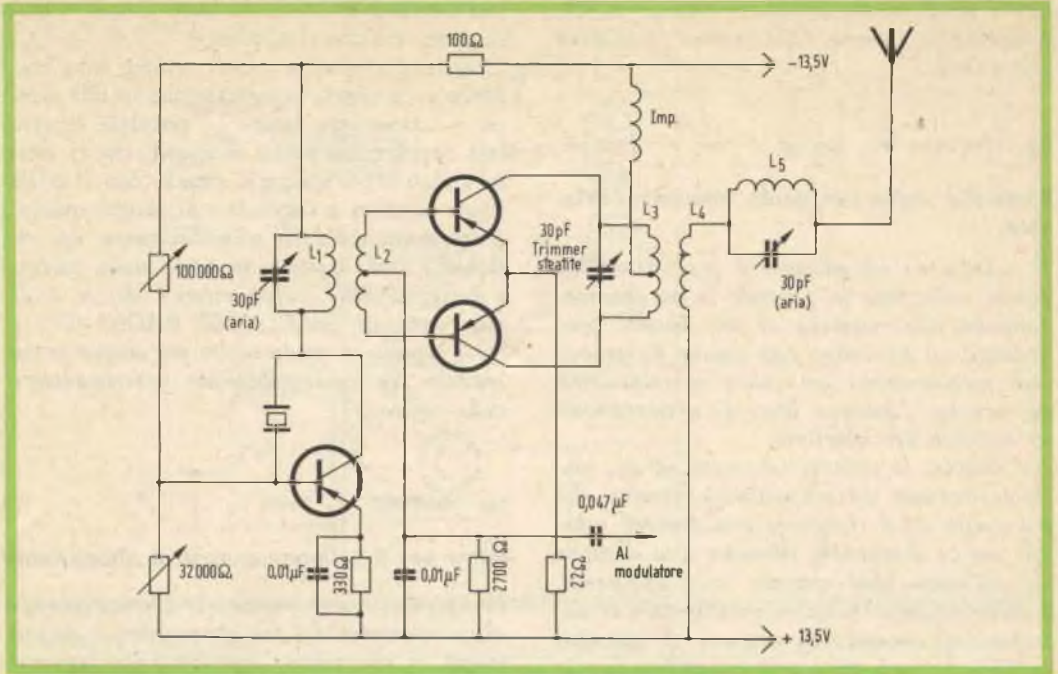


Fig. 1 - Schema elettrico di un trasmettitore per radiocomando pilotato da un quarzo a 27,12 MHz.

Sig. MASSARDI E. - Bolzano

Trasmettitore a transistori per telecomando

In figura 1 e 2 sono riportati gli schemi di un trasmettitore per radiocomando pilotato da un quarzo a 27,12 MHz e il relativo modulatore. Si tratta di un apparecchio di costruzione francese. I tre transistori usati per il

TX sono AF146, quelli relativi al modulatore 71A i primi due e 72A il terzo. Naturalmente essi possono essere sostituiti da altri equivalenti. La bobina L1 è composta da 15 spire di filo nudo da 5/10, avvolto su un supporto filettato avente 18 mm di diametro. Non esiste nucleo regolabile. L2, che è accoppiata a L1, è composta da 5 spire, con

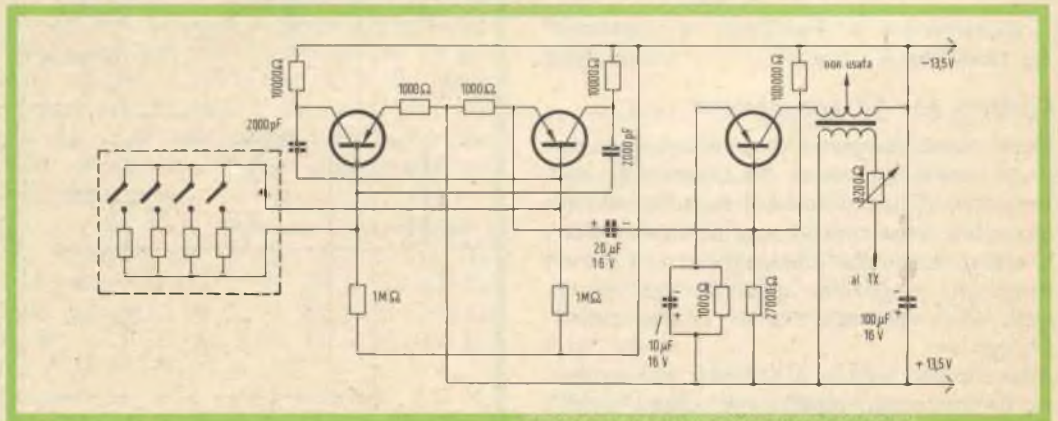


Fig. 2 - Schema elettrico del modulatore.

presa mediana di filo da 6/10 isolato con plastica. Essa deve essere avvolta al centro di L1.

La bobina L3, che deve essere accordata su 27,12 MHz, è costituita da 18 spire unite di filo da 5/10 isolato in plastica avvolte su un supporto senza nucleo del diametro di 10,4 mm, con presa mediana. La bobina L4, che deve essere avvolta su L3 nella parte centrale, comprende 4,5 spire unite di filo da 6/10 isolato in plastica. L5 è composta da 13 spire unite di filo smaltato da 5/10 avvolte in aria, su un diametro di 7 mm. La bobina di impedenza « Imp » si realizza avvolgendo 35 spire unite di filo smaltato da 5/10 in aria su un diametro esterno di 7 mm.

Se lei desidera realizzare un complesso trasmettente e ricevente con materiale fornito completamente dalla ditta GBC le consigliamo la costruzione del trasmettitore TX10 nel quale si fa uso di una valvola DCC90 a debole consumo e di un ricevitore RX10 a transistori sempre per lo stesso canale. Costruendo tale complesso ha la certezza matematica di coprire la distanza che le interessa. La descrizione di tali apparati è stata effettuata sul n. 11/12 - 1962 di SELEZIONE RADIO-TV. Nel n. 2/1963 è descritta l'applicazione dei suddetti apparecchi ad un modello aereo, nel n. 3 ad un modello navale ed infine nel n. 4 le modifiche che occorre apportare al ricevitore per realizzare un ricevitore multi canale (8 canali).

Sig. Rag. PIZZATI S. - Milano

Ricezione del II programma TV

La sua domanda non è troppo chiara: se lei intende dire che con il suo televisore, che non dispone di un sintonizzatore o di un convertitore adatti alla ricezione del II canale, in talune ore della giornata riesce a captare ugualmente tale programma, che però ad un certo momento sparisce improvvisamente, ciò significa che la ricezione è da attribuire ad un complesso fenomeno di reirradiazione da parte di un televisore vicino, fenomeno che naturalmente cessa qualora su tale televisore venga cambiato il programma o venga spento. Per quanto si riferisce alla seconda parte del suo quesito tenga presente che il televisore CGE in suo possesso, può essere senz'altro

adattato alla ricezione del II canale tramite l'uso di un convertitore (ad esempio uno dei tipi M/360, M/363, M/370, ecc. della GBC: il quale converte il segnale UHF in un segnale VHF del canale desiderato. Un tale tipo di convertitore può essere applicato, in pochi minuti, esternamente al televisore. Altimenti può ricorrere all'uso di un gruppo sintonizzatore UHF avente in uscita una frequenza identica a quella della media frequenza video, la qualcosa le consentirà la ricezione del secondo canale senza dover agire sulla manopola dei canali. Tali gruppi (tipo M/748, M/750, ecc.) sono forniti dalla GBC per i valori di media frequenza più comuni.

Non è da escludere che la CGE possa fornirle direttamente il gruppo sintonizzatore adatto ad essere collocato nello spazio previsto nel televisore in questione, il quale è stato predisposto per la ricezione del II canale tramite l'inserzione di un apposito gruppo.

Tanto a lei quanto ad altri lettori che ci hanno scritto sull'argomento, consigliamo la lettura dell'articolo COME RICEVERE IL II PROGRAMMA pubblicato a suo tempo nel n. 1/2-1962 di SELEZIONE RADIO-TV.

Sig. DEL GOBBI E. - Savona

Alimentazione di un amplificatore a transistori

Ritengo che con l'apparecchio in suo possesso, se correttamente installato, potrebbe ottenere una ricezione soddisfacente, in automobile, senza far ricorso all'amplificatore.

Naturalmente tale apparecchio a transistori dovrebbe essere collegato ad un'antenna e così pure sarebbe conveniente provvedere al silenziamento dei disturbi originati dal motore. Un'antenna molto efficiente e pratica è la GBC - N/110, particolarmente studiata per apparecchi a transistori del tipo autoradio, smontabile, e che si applica a pressione sul cristallo di qualsiasi macchina senza eseguire alcuna foratura.

Se poi lei desidera costruire l'amplificatore in questione non vedo perché non possa alimentarlo con la stessa batteria di bordo, tanto più che entrambi gli apparecchi sono alimentati a 12 V dato che non esiste alcuna controindicazione alla realizzazione di un simile circuito.

Schemi diversi

Il ricevitore in suo possesso, costruito a suo tempo dalla DUCATI, è per l'appunto il modello « RR 2404 ».

Provi a chiedere il relativo schema alla Società DUCATI - Bologna Borgo Panigale, che se ne sarà tuttora in possesso, provvederà ad inviarglielo. In caso contrario riteniamo possa rintracciarlo nello SCHEDARIO DEGLI APPARECCHI RADIO del RAVALICO (edizioni Hoepli).

Per quanto concerne il registratore a nastro, le consigliamo di esaminare il tipo SM/14 descritto nel n° 5/1960 di SELEZIONE TECNICA RADIO-TV, a pagina 28, il quale potrebbe adattarsi alle sue esigenze.

Infine non siamo in grado di fornirle lo schema del registratore a nastro « Rocket » della BELL TELEPHONE AND TV Co, a meno che qualche gentile lettore che ne sia in possesso, non voglia farcene avere una copia.

Sig. LAURENTI D. - Roma

Richiesta pubblicazioni e varie

Il manuale TRANSISTOR SUBSTITUTION HANDBOOK, di cui alla nostra recensione, può ordinarlo presso qualsiasi libreria che provveda alle richieste di pubblicazioni estere. Detto servizio è svolto dalla maggior parte delle librerie romane. Naturalmente dovrà indicare tutti i dati che abbiamo pubblicato compreso quello del distributore.

Per quanto concerne le rappresentanze delle ditte americane e tedesche in Italia, come abbiamo già fatto presente altra volta, esse sono maggiormente mutabili del tempo. Sovente pubblichiamo, un nominativo, che risulta in uno dei tanti annuari commerciali, ed immediatamente riceviamo l'immane protesta del successore.

Dato tale stato di cose preferiamo darle l'indirizzo della sede della GENERAL ELECTRIC alla quale si dovrà rivolgere direttamente per avere le notizie che le interessano, compreso il nome del rappresentante a Roma.

General Electric Semiconductors Products, 1224 W, Genesee St. SYRACUSE, N. Y. (Usa).

Schema apparecchio radio

Come abbiamo già segnalato altra volta, salvo casi eccezionali, non possiamo fornire gli schemi relativi agli apparecchi commerciali o del surplus.

Lo schema dell'apparecchio WATT 50 potrà rintracciarlo nello SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO del Ravalico, edito dalla Casa Editrice Hoepli, mentre lo schema dell'apparecchio VOXSON potrà richiederlo direttamente alla casa costruttrice che ha sede in Roma.

Sig. G. MAESTRELLO M. - Milano

Sui filtri bifonici

Dato l'elevato numero di lettere che ci pervengono, la qualcosa fra l'altro non ci consente di dare risposte tempestive e di ciò i lettori devono tenere particolare conto, preghiamo vivamente coloro che risiedono a Milano di rivolgere i quesiti, aventi carattere simile a quello da Lei formulato, direttamente al negozio della G.B.C. in Via Perrella, interpellando il Sig. DE ANGELIS, il quale potrà fornire tutti i chiarimenti richiesti.

Attualmente la G.B.C. non fornisce il materiale da lei richiesto, però tenga presente che presto, saranno messi in vendita dalla stessa, dei filtri di produzione estera molto quotati. Ciò sarà segnalato tempestivamente sulla rivista.

I due altoparlanti da collegare all'uscita possono avere una potenza di 6 W ciascuno mentre nella progettazione del filtro in questione può adottare i parametri di 0,6 e 1.

Sig. RUZZO P. - Forlì

Ingresso miscelabile per amplificatore

Per realizzare i tre ingressi miscelabili le consigliamo di consultare lo schema relativo al mixer descritto nel n° 9/10-1962 (pagina 736) di SELEZIONE RADIO-TV.

Data la notevole potenza dell'amplificatore in suo possesso riteniamo che possa limitare

la costruzione alla parte iniziale del miscelatore collegando i tre potenziometri R1, R2 e R3 alla presa del microfono dell'amplificatore stesso.

Evidentemente il complesso funzionerà in modo migliore facendo uso di un preamplificatore ed in tal caso non le resta che di realizzare il MIXER PROFESSIONALE al completo, la cui costruzione è semplice, il consumo molto ridotto, e così pure il relativo costo.

Sig. NESTA R. - Roma

Amplificatore VHF

I gruppi in suo possesso naturalmente non possono essere usati come amplificatori di segnali VHF e la loro modifica non è consigliabile dato che è molto più semplice effettuare la costruzione di un amplificatore avente caratteristiche adatte più allo scopo al quale è destinato.

Abbiamo già pubblicato, anche in questa rubrica, alcuni schemi relativi a simili apparecchiature e se le interessa potremo pubblicarne qualche altro. Nel realizzare un tale apparecchio nulla le impedirà di utilizzare il materiale di uno dei gruppi a sua disposizione.

Per quanto concerne il GRID-DIP EICO modello 710, come è detto nella descrizione dell'apparecchio, pubblicata nel n° 11/12-1962 di SELEZIONE RADIO TV, può essere usata una cuffia qualsiasi, purché essa abbia una impedenza piuttosto elevata comunque superiore ai 500 Ω .

Sig. TASSONI B. - Roma

Amplificatore Hi-Fi

Lo schema dell'amplificatore in questione è esatto. Esso deve essere completato nel modo seguente: Il condensatore elettrolitico C2 deve avere una capacità di 10 μ F. Il potenziometro R2 deve essere collegato alla massa dal lato inferiore. La R7 deve avere un valore di 1.000 Ω . Il transistor 2N277, che può essere sostituito anche da un 2N386, 2N628 o da un Bendix 2N1031, evidentemente riscalda perché non dispone di un

radiatore adatto a dissipare il calore. Per eliminare l'inconveniente le consigliamo di procurarsi un radiatore simile a quello descritto nel testo e che si può trovare in commercio.

Sig. GIOCI E. - Napoli

Manuale dei transistori e diodi

I manuali contenenti le caratteristiche elettriche dei diodi e dei transistori sono pubblicati dalle case costruttrici degli stessi e alle quali si può rivolgere direttamente. Gli indirizzi di tali case sono stati pubblicati più volte nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO.

In secondo luogo le consigliamo di procurarsi, tramite qualche Libreria addetta al servizio internazionale, il manuale TRANSISTOR SUBSTITUTION HANDBOOK, la cui recensione è stata pubblicata sul numero 6-1964 di SELEZIONE RADIO TV, e che le consentirà di avere i dati che le interessano.

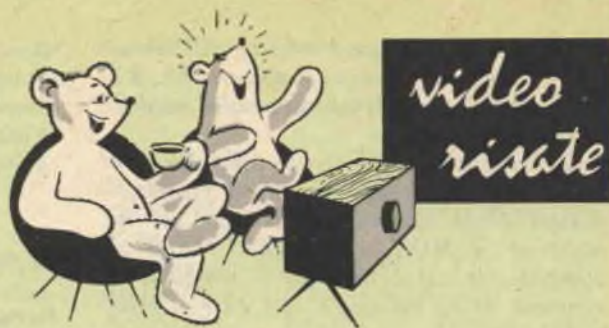
Sig. BICCARI R. - Foggia

Amplificatore TR/114

Con riferimento a quanto ci comunica in merito all'apparecchio TR114 le consigliamo di accertarsi, in primo luogo, che collegandolo ad un solo microfono od altra sorgente sonora, cioè facendolo funzionare come amplificatore vero e proprio il funzionamento sia regolare. Se si ripetono le anomalie da lei riscontrate evidentemente ciò significa che il montaggio non è stato eseguito in modo ortodosso.

In tal caso è opportuno rivedere il relativo montaggio controllando che corrisponda allo schema elettrico e a quello di montaggio forniti dalla G.B.C. accertandosi di avere seguito esattamente le norme impartite dalla stessa.

Per quanto concerne l'applicazione di tale amplificatore come apparecchio interfonico, in uno dei prossimi numeri, ed in questa stessa rubrica, sarà pubblicato uno schemino dal quale potrà ricavare ciò che le interessa sapere.



"Sivori sta apprestandosi a tirare il rigore col suo stile inconfondibile..."



LE VIE DEL CUORE

"Appendendo questa foto della mia famiglia al palo, mi son sempre evitato un sacco di goals..."



INDIA

"Cosa vuole? dalle nostre parti è così difficile trovare un allenatore per il nostro campione..."

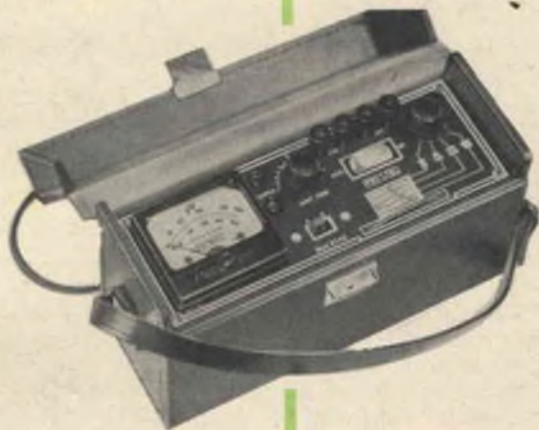


"Amici sportivi, il sinistro di Bobo Tigre sembra stia migliorando..."

PRESTEL

il misuratore di campo

Indispensabile per:
Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.



caratteristiche generali

Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimentazione incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - 1 Gamma UHF (420/700 Mc) - 3 Gamme VHF (50/240 Mc) - 2 Sensibilità (1000 μ V f.s. e 50.000 μ V f.s.) - Massima sensibilità 20 μ V - Sintonia rapida e fine indipendenti - Presa per cuffia di controllo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 150 x 75 - Peso kg. 1,100.

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv



NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Per scoprire le fughe di ossigeno attraverso le tute spaziali, i tecnici americani sono ricorsi all'utilizzazione di un microfono sensibilissimo ai suoni di alta frequenza. Infatti l'ossigeno che sfugge, emette degli ultrasuoni che l'orecchio umano non può captare. Con questo sistema si prevengono le anomalie dell'impenetrabilità assoluta dello scafandro, che per l'astronauta è di capitale importanza.

Il Professore di esegesi biblica all'Università di Glasckow, Dott. Mac. Gregory, si serve per le sue ricerche dei mezzi più recenti del progresso scientifico. Infatti, dopo aver imposto ad un calcolatore elettronico 250.000 parole e frasi estratte dal greco antico, riguardanti le quattordici lettere scritte da San Paolo, è riuscito a rispondere all'interrogativo che chiedeva quante e quali fossero le lettere autentiche del Santo.

A chi interessasse, il responso del calcolatore elettronico, è stato questo: solo quattro lettere sono autentiche, e cioè quelle scritte ai Romani, Galatei e Corinti; le rimanenti sono da ritenersi apocriefe.

Un gruppo di specialisti australiani ha messo a punto uno speciale apparecchio ad ultra suoni, denominato « Ultrasonic Ecoscope » che ha il potere di far apparire su un apposito schermo l'immagine del feto nel grembo materno, prima della sua nascita, in modo da determinarne la posizione e di rilevarne con sufficiente precisione ogni eventuale anomalia.

Lo stesso apparecchio può essere utilizzato per individuare il cancro del seno.

Un nuovo apparecchio per regolare il traffico è in funzione da qualche giorno ad Amburgo: sei sonde radar trasmettono dati sull'arrivo delle macchine dalle varie direzioni ad un cervello che li valuta e fa scattare il segnale di via libera sulla direttrice di marcia più battuta. I dati forniti dal radar al cervello non riguardano solo il numero dei veicoli che attraversano il raggio della sonda, ma anche la loro dimensione e velocità; ed è tenendo conto di questi elementi che il cervello elabora, in frazioni di secondo, il programma più adatto. L'impiego di questo nuovo « vigile elettronico » eviterà ogni inutile sosta al semaforo, poiché la durata del verde e del rosso non sarà più costante ma dosata a seconda della necessità.

La riduzione delle tasse imposte per oggetti quali la TV, i radio-ricevitori e le macchine da calcolo, che avrebbero potuto fruttare un totale di 350 milioni di dollari durante il prossimo anno, dovranno attendere le decisioni del prossimo Congresso.

L'Amministrazione ha ribattuto l'ultimo tentativo fatto per la riduzione delle imposte durante l'anno in corso. I congressisti favoriscono riduzioni delle imposte sulle vendite al minuto, che comprendono una fonte di rendita di molti miliardi di dollari. All'Amministrazione — tuttavia — preme di procrastinare qualsiasi decisione, prima che la diminuzione dell'introito delle tasse abbia avuto il tempo di avere il suo pieno effetto.

Gli introiti dovuti a tassazione sono stati ridotti questo anno, e saranno vieppiù ridotti nel 1965. Gli Economisti della Amministrazione preferirebbero ritardare la riduzione sulle tasse — di circa 4 miliardi — in riserva, nel caso che l'economia richieda uno sforzo ulteriore per l'armamento nel 1965 e dopo.

EMILIO DE MARTINO

la squadra di stoppa



**RITORNA DOPO DIECI ANNI CON
OLTRE 170 MILA COPIE VENDUTE**

**IL LIBRO PIU' BELLO
DI UN AUTORE AMATO
DA DUE GENERAZIONI**

IN VENDITA PRESSO LE MIGLIORI LIBRERIE A LIRE 1.800

EDITRICE ADM



**registrano con fedeltà
rendono con purezza**

nastri magnetici

ferrania



tipo R 12 durata normale
tipo LO 3 lunga durata
tipo MLD 3 lunga durata
supporto poliestere
tipo MOD 4 doppia durata
supporto poliestere
tipo AU alta sensibilità