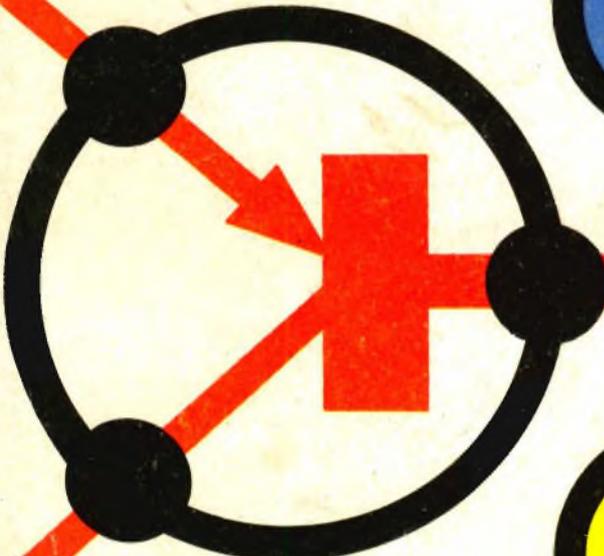


11

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV



ARGENTINA Pesos 123
 AUSTRALIA Sh. 12.19
 AUSTRIA Sc. 24.90
 BELGIO Fr. Bg. 48
 BRASILE Crs. 1.200
 CANADA \$ Can. 1.22
 CILE Esc. 1.35
 DANIMARCA Kr. D. 4.63
 EGITTO Leg. 0.420
 ETIOPIA \$ Et. 2.35

FRANCIA Fr. Fr. 4.72
 GERMANIA D. M. 2.63
 GIAPPONE Yen. 246.80
 INGHILTERRA Sh. 6.19
 ISRAELE L. I. 3.28
 JUGOSLAVIA Din. 723
 LIBIA L. Lib. 0.245
 MALTA Sh. 6.19
 NORVEGIA Kr. N. 6.90
 OLANDA Fl. 3.47

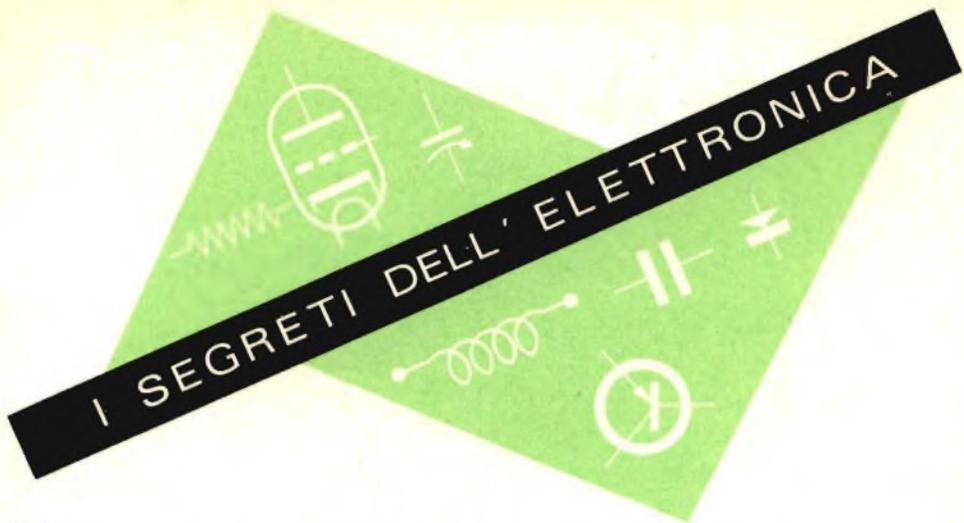
PARAGUAY Guar. 129
 PERU Sol. 42.87
 PORTOGALLO Esc. 27.60
 SPAGNA Ptas. 37.63
 SUD-AFRICA R. 8.80
 SVIZZERA Fr. S. 4.15
 TURCHIA L. T. 8.70
 URUGUAY Pesos 10.44
 U.S.A. \$ 1.00
 VENEZUELA Bs. 6.60

N. 11 - Novembre 1964
 Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III
LIRE 350

HELLESENS...



LA BATTERIA CHE NE VALE DUE



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./6



GRATIS
per voi

A 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

Ci inchiniamo riverenti alla memoria di Cesare Dalmaso, direttore della nostra Rivista, scomparso recentemente.



Uomo dei nostri tempi, si cimentò fin dalla giovinezza nei problemi tecnici e commerciali che lo appassionavano. La sua opera dei decenni trascorsi, che fu copiosa e feconda, ebbe inizio nel campo fonografico. La sua estesa competenza, affiancata da una probità adamantina, gli valse poi una brillante carriera alla Lesa.

Notissimo nell'ambiente della radiotecnica, Cesare Dalmaso raccolse ovunque stima e considerazione, sia per la profonda conoscenza della materia, sia per l'affabile signorilità che lo rendeva gradito a chiunque avesse rapporti con lui. Deferenza e simpatia unite erano i sentimenti che tutti, senza eccezione, hanno provato nell'avvicinarlo. Egli fu dunque uno dei rari uomini che ebbero la ventura di trovare nella vita soltanto amici e nessun avversario, la qual cosa è indice di bravura e di rettitudine. Sotto la sua direzione la nostra Rivista ascese le faticose scale del successo, onde la nostra memore gratitudine sarà verso di lui imperitura e devota.

COPERTINA: Simbologia dei transistori

- 1478 ..E l'Italia non c'era...
- 1479 L'evoluzione del cinescopio
- 1487 Termometro elettronico
- 1491 Relé azionati
- 1495 Lampeggiatori elettronici a transistori
- 1499 Circuiti fondamentali a transistori
- 1503 Preamplificatore e transistori di alta qualità
- 1511 Stereo - III parte
- 1519 Preamplificatore BF a simmetria completa-mentare da 1,2 W
- 1523 Trasmettitore mobile 27 MHz 5 W d'ingresso
- 1529 Antenne per la ricezione delle onde corte
- 1531 Collegamento di televisori ad un'unica antenna
- 1535 Gli amplificatori di segnali a corrente continua
- 1543 Generatore di tremolo a transistori
- 1549 Rassegna delle riviste estere
- 1555 Servizio Radio-TV
- 1565 Sistema Pal??, N.T.S.C.??? SECAM??? Quale il vincitore???
- 1569 Le valvole termoioniche - II parte
- 1577 Cellula fotoelettrica per telecomando di porte
- 1586 I lettori ci scrivono
- 1593 Norme per l'installazione di antenne riceventi per MF e TV
- 1597 Comando elettronico per flash
- 1602 L'elettronica illustrata
- 1605 Panorama radiofonico
- 1607 Produzione G.B.C.
- 1619 Schemario G.B.C. UT/123 B UT/143

© 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 IGESSE - 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. 3.300, per l'Estero L. 6.500. 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.

. . . E L'ITALIA NON C'ERA . . .

Abbiamo visitato la Fiera Mondiale di Nuova York, che non descriviamo per non ripetere quanto altri redattori hanno già fatto e pubblicato sulle loro riviste, con fotografie tanto pregevoli da portare a domicilio di chi non si reca in America le meraviglie di questa esposizione, destinata a rimanere nella mente di tutti per molti anni.

Possiamo però dire che la Fiera Mondiale di Nuova York ha inteso rappresentare e materializzare in modo mai visto e concepito, il passato, il presente e preconizzare il prossimo futuro. Appare in essa evidente la differenza che c'è tra il mondo di ieri e quello di oggi, che, pur proteso alla ricerca del benessere individuale e collettivo, è ora lanciato alla conquista degli ideali umani più nobili, e alla concordia tra gli uomini.

Sapevamo che 48 Nazioni, compreso Berlino Ovest, sono state sensibili all'iniziativa americana e, comprendendo la funzione civile e l'importanza commerciale di questa rassegna, sono accorse al richiamo per far vedere al Mondo i risultati conseguiti nei vari campi: sociale, artistico, scientifico, tecnico, industriale e artigiano. Dopo aver consultato in ogni senso la guida ufficiale dell'Esposizione alla ricerca di un Nome, ci siamo sentiti umiliati e tristi di non averlo trovato, e di non poter visitare il padiglione dell'Italia per la semplice ragione che non c'era...

Perchè ??.

Abbiamo diretto allora i nostri passi verso altri padiglioni man mano che li incontravamo, cioè quelli del Libano, del Marocco, della Repubblica Cinese, della Guinea e della Sierra Leone...

E noi, perchè non ci siamo? continuavamo a chiederci. Che non ci abbiano invitati a partecipare, Che non ci abbiano ritenuti degni?

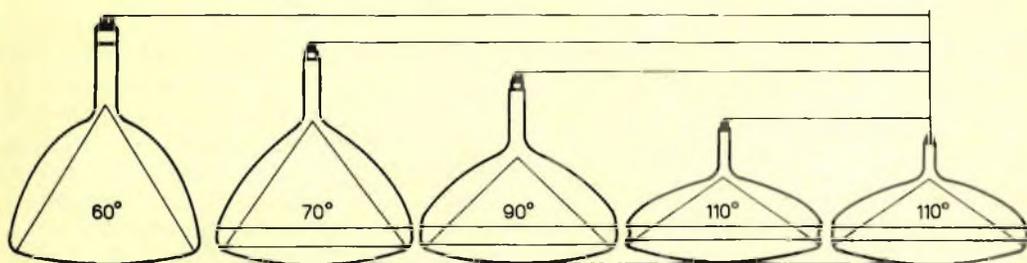
Continuando il nostro giro, abbiamo visto i padiglioni dell'Austria, della Svizzera, e quelli della Danimarca, Francia, Giappone e Svezia, nei quali i singoli Paesi hanno esposto ed illustrato quanto da essi è stato realizzato nei vari settori della vita economica e culturale.

...ci chiedevamo amareggiati: possibile che l'Italia del 1964 non abbia nulla da dire al Mondo?

La visita di questi padiglioni rappresenta inoltre per i compratori un vastissimo campionario di merci, e sotto ai nostri occhi abbiamo visto l'interesse di alcuni uomini d'affari concretizzarsi in ordinazioni. Ci dicevamo: in questa esposizione entrano più persone in un giorno di tutte quelle che entrano nei 15 giorni della Fiera di Milano. Perchè coloro che avevano la possibilità di decidere sulla partecipazione dell'Italia hanno perso la buona occasione di esibire, in questo paese libero, che ha capitali e potere di acquisto superiore ad ogni altro, la produzione dell'Italia?

Dopo avere viaggiato al disopra della Fiera, aver fatto un giro in torpedone ed usufruito dei comodi tassi che ci hanno permesso di esplorare dall'esterno, le meraviglie esposte in questi due chilometri quadrati e mezzo di terreno, ci siamo avviati verso l'uscita. Il nostro pensiero era ancora rivolto all'Italia, assente qui a Nuova York... e dire che qualcuno dice che noi italiani abbiamo perso l'amore per il nostro Paese... Può darsi che questo sentimento rimanga sopito in questo qualcuno finchè resta in Italia, ma quando ne varca i confini, cambia... e come se cambia,... ve l'assicuriamo noi.

L'EVOLUZIONE DEL CINESCOPIO



a cura di Tom Jacobs della Mullard LTD

Il cuore del televisore è il cinescopio sul cui schermo viene riprodotta l'immagine trasmessa. Essenzialmente, il cinescopio è costituito da un'ampolla di vetro di forma pressochè conica; alla base di questo cono si trova una lastra di vetro trasparente leggermente incurvata sulla cui superficie interna viene deposto un sottile strato di fosforo che colpito dal fascetto di elettroni emette una certa luminosità; gli elettroni vengono « sparati » contro lo schermo da un « cannone » disposto nel « collo » del cinescopio.

Il sistema elettron-ottico del cannone accelera gli elettroni e li concentra in un sottile fascetto che si muove sullo schermo in sincronismo con un analogo fascetto di elettroni che esplora, nel tubo da ripresa della telecamera, l'immagine da trasmettere.

In fig. 1 riportiamo schematicamente

l'evoluzione subita dall'ampolla del cinescopio dall'inizio della televisione sino ad oggi.

I continui miglioramenti nella tecnologia del vetro hanno consentito di produrre schermi sempre più piatti, più larghi e rettangolari. **L'angolo di deflessione** del fascetto di elettroni è stato via via aumentato allo scopo di ridurre la lunghezza del cinescopio e conseguentemente l'ingombro in profondità del mobile del televisore. La **maggiore luminosità** sullo schermo è stata ottenuta grazie all'impiego di tensioni di accelerazione (EAT) più elevate mentre una sensibile riduzione della **potenza di deflessione** è stata possibile avvicinando le bobine di deflessione al fascetto di elettroni; ciò è stato ottenuto principalmente riducendo il diametro del collo del cinescopio.

I miglioramenti all'interno del tubo si

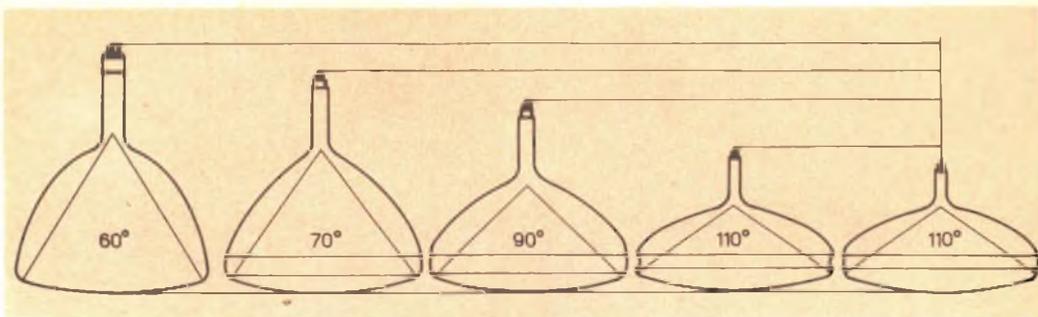


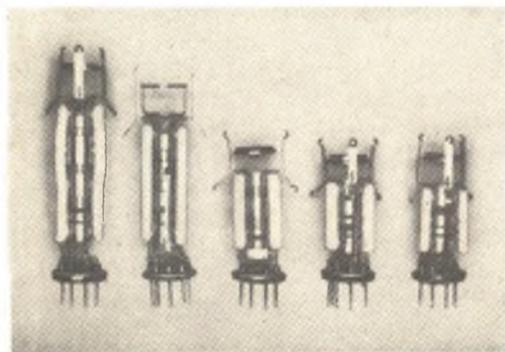
Fig. 1 - Successivi accorciamenti subiti dal cinescopio. Per ottenere ciò si è dovuto via via aumentare l'angolo di deflessione (da 60° a 110°).

riferiscono essenzialmente al **cannone elettronico** e allo **schermo**. Il cannone elettronico dei primi cinescopi aveva un diametro notevole e non aveva incorporato alcun dispositivo per la messa a fuoco del fascetto; la focalizzazione era ottenuta mediante magneti anulari sistemati intorno al collo del cinescopio stesso; essa era molto critica e laboriosa. In questi tubi, insieme agli elettroni venivano lanciati contro lo schermo anche ioni negativi pesanti provenienti dai gas residui che si localizzavano intorno al cannone. Questi ioni, a lungo andare, finivano per « bruciare » i materiali luminescenti depositati all'interno dello schermo. Per evitare questo inconveniente il cannone elettronico veniva

« puntato » contro la parete stessa del collo del cinescopio: un magnete esterno (trappola ionica) provvedeva a ricondurre i soli elettroni più leggeri in direzione dello schermo mentre gli ioni, essendo più pesanti, rimanevano « intrappolati » sulla parete del collo del cinescopio. Pertanto, oltre alla regolazione del magnete per la messa a fuoco era necessaria anche una accurata regolazione del magnete della trappola ionica.

Nel 1951 si realizzò la **focalizzazione elettrostatica** del fascetto, effettuata da elettrodi (griglie) aggiunti al cannone e ai quali venivano applicati opportuni valori di tensione. Gli ingombranti magneti sparivano dal collo del cinescopio, come pure sparì la trappola ionica grazie al perfezionamento del processo di evaporazione sulla faccia interna dello schermo di un **sottile strato di alluminio** che, oltre ad assorbire gli ioni presenti, aumentava la luminosità dello schermo riflettendo verso l'esterno anche quella frazione di luce che prima si diffondeva verso l'interno dell'ampolla del cinescopio. Questo strato di alluminio si comportava proprio come uno « specchio » e raddoppiava effettivamente il rendimento luminoso del fascetto; un ulteriore miglioramento della luminosità si ottenne inoltre impiegando speciali polveri a base di fosfori e perfezionando la tecnica del loro deposito sulla superficie dello schermo.

In questo modo, si è pervenuti agli attuali cinescopi con schermo rettangolare



Cannoni elettronici per cinescopi da 110°. Da sinistra a destra: tipi convenzionali; 1) con anodo doppio; 2) con anodo semplice; 3) con anodo semi-piatto; 4) cannone corto convenzionale; 5) cannone corto con fuoco tripotenziale.

da 19" e 23" e angolo di deflessione di 110°. Questi tubi però se dal punto di vista elettrico e dell'ingombro rappresentano quanto di meglio si sia potuto realizzare, non sono esenti da un inconveniente rappresentato dalla necessità di porre davanti allo schermo un cristallo di protezione. Infatti, siccome un cinescopio in definitiva è un'ampolla di vetro dove è stato fatto un vuoto molto spinto, esso può « implodere » per lo stesso motivo per cui un pallone da gioco può « esplodere ». In entrambi i casi infatti l'involucro è sottoposto a delle forze che, nel caso del cinescopio, premono dall'esterno verso l'interno, e nel pallone, dall'interno verso l'esterno.

In pratica, la percentuale dei cinescopi che implodono è molto bassa e in molti casi l'implosione più che spontanea è dovuta a sollecitazioni o urti provocati accidentalmente. Ciononostante, il pericolo che una persona su molti milioni possa essere ferita da una scheggia di vetro di un cinescopio impleso ha reso tassativo l'impiego di un **cristallo di protezione** fissato sul mobile del televisore tra lo schermo del cinescopio e l'osservatore.

Questi cristalli di protezione possono essere semplici lastre di vetro o di materiale plastico poste davanti allo schermo del cinescopio oppure lastre di vetro ricurve « cementate » sullo stesso schermo del cinescopio (bonded shield).

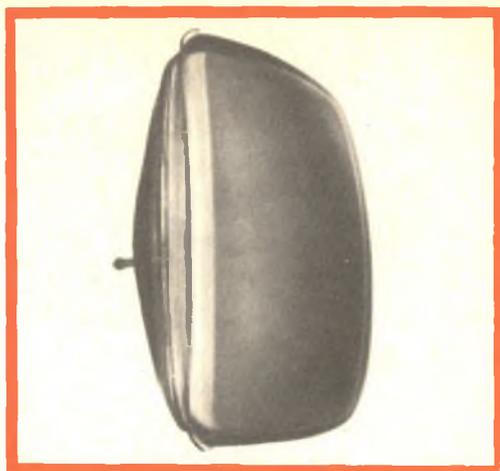
Questi sistemi di protezione contro l'implosione hanno molti svantaggi tra i quali enumeriamo:

— le riflessioni multiple di oggetti e di sorgenti luminose che si formano sulla superficie esterna del cristallo di protezione;

— l'accumulo di polvere sullo schermo del cinescopio e sul cristallo di protezione, particolarmente evidente nelle zone industriali dove il cinescopio si comporta come un « precipitatore elettrostatico » del pulviscolo presente nell'aria;

— la limitazione nella progettazione dei mobili per televisione.

Tutti questi fattori negativi hanno spinto l'industria alla ricerca e allo sviluppo di un **cinescopio che non necessitasse di**



Cinescopio « Bonded shield » A59 - 16 W

un cristallo di protezione e che nello stesso tempo desse quella necessaria garanzia contro i pericoli dell'implosione.

Un simile cinescopio poteva cadere per terra, essere colpito con un martello, riscaldato con acqua, rigato, urtato senza alcun pericolo di implosione. In tutti questi casi avveniva ovviamente la rottura del vetro, ma l'aria penetrava all'interno dell'ampolla sempre senza violenza e quindi senza produrre implosione.

Gli studi effettuati per analizzare le cause connesse all'implosione hanno rivelato che le tensioni provocate dalla pressione atmosferica sull'ampolla, sono sia di **compressione che di trazione**.

L'andamento di tali tensioni (radiali e tangenziali) è visibile nella fig. 2, in cui la linea zero è rappresentata dal contorno del tubo e le tensioni di trazione sono esterne ad esso. Come si vede queste ultime sono localizzate nella zona di saldatura dello schermo al cono e quindi questa risulta essere la più delicata dato che, come si sa, il vetro è meno resistente alle sollecitazioni di trazione che non a quelle di compressione.

Il punto in cui nel grafico delle tensioni la curva attraversa il contorno del cinescopio segna l'inversione dell'andamento delle tensioni. Quelle di compressione sono presenti su quasi tutta la superficie dello schermo e del cono.

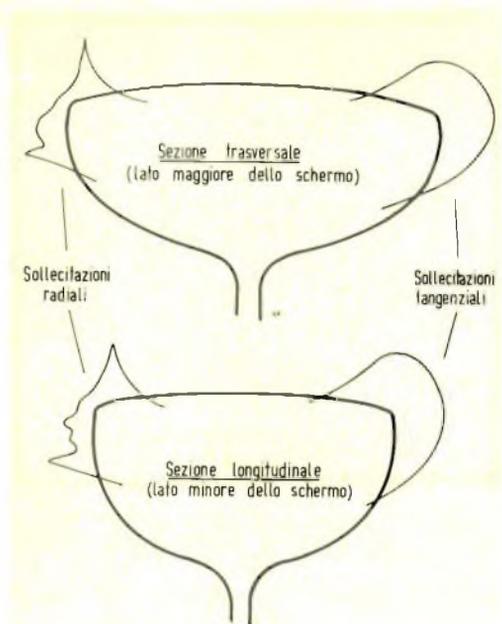
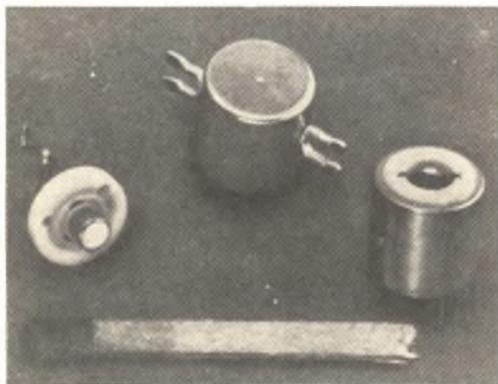


Fig. 2 - Indicazione schematica delle sollecitazioni tangenziali e radiali che si hanno in un cinescopio normale nella zona di saldatura tra lo schermo e l'ampolla.

I fabbricanti di cinescopi si sono preoccupati di dimensionare il vetro dell'ampolla in modo che essa possa resistere sia alle normali sollecitazioni dovute alla pressione atmosferica sia alle sovrasollecitazioni dovute alla banda metallica necessaria



Da sinistra a destra: sistema catodo-filamento e griglia convenzionali; a sinistra un nuovo sistema elettrodo catodo-filamento con ridotta potenza (0,2 W) destinato a cinescopi da impiegare nei televisori portatili.

per il fissaggio del cinescopio al mobile.

Si è visto però nel corso di esperienze che una qualsiasi abrasione nella regione delle tensioni di trazione diminuisce notevolmente la resistenza dell'ampolla e che una screpolatura, pure sottilissima, tende a propagarsi alla resistente parte del tubo sotto l'influenza delle tensioni interne presenti, fino a provocare a volte la completa distruzione.

Può capitare che questo tipo d'implosione avvenga diverso tempo dopo che l'ampolla ha subito l'offesa, e sono determinanti a questo riguardo, gli sbalzi di temperatura che come si può comprendere agiscono sfavorevolmente sull'andamento delle tensioni interne.

Tubi autoprotetti

Partendo dal concetto che è meglio impedire l'implosione piuttosto che proteggersi contro tale pericolo, è nato il **cinescopio autoprotetto** e nel concetto di autoprotezione sta la novità tecnica rispetto alle altre soluzioni.

Il vantaggio immediato offerto da un tubo autoprotetto è l'eliminazione dello schermo di protezione con il conseguente dimezzamento della massa di vetro sopra lo strato di fosforo. Per chiarire come si è potuto arrivare a questo risultato, ci richiameremo alla fig. 2 e a quanto detto sulla distribuzione delle tensioni nel vetro dell'ampolla.

Come si è visto il punto critico dell'ampolla è rappresentato dalla zona di saldatura dello schermo al cono. Qualora con un opportuno collante si saldi il bordo e la parte del cono del cinescopio ad un'armatura opportunamente predisposta, la struttura risultante sarà profondamente modificata nel caso che il cinescopio sia sottoposto a sovrasollecitazioni.

Per rendere più intelligibile questo punto ci sia permesso di ricollegarci alla struttura del cemento armato. Si sa che il cemento non regge alle sollecitazioni di trazione. Per assorbire queste, si introduce il ferro nella massa di cemento in corrispondenza delle zone di trazione, e la struttura risultante resiste a qualsiasi tipo di sollecitazione.

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



Cinescopio autoprotetto a « Visione diretta »
A59 - 11 W.

In una struttura di cemento armato è necessario salvaguardarci anche dalle variazioni di temperatura ed è perciò importante creare due **giunti di dilatazione** che permettono alla struttura le variazioni volumetriche conseguenti a tali variazioni di temperatura.

Nei cinescopi autoprotetti l'armatura è predisposta all'esterno delle zone in tensione ed il collante frapposto (poliestere) deve essere sufficientemente elastico da poter permettere le diverse variazioni volumetriche del vetro dell'ampolla e dell'armatura (che hanno differenti coefficienti di dilatazione), e sufficientemente resistente per assicurare una buona aderenza.

Quando si provoca la rottura di un cinescopio normale mediante urto, le screpolature si propagano anche a tutta la zona critica di saldatura dello schermo al cono e le singole parti del cinescopio sotto l'azione del peso dell'aria, vengono proiettate verso il baricentro dell'ampolla.

A questo fenomeno d'implosione ne segue uno di esplosione. L'aria, per raggiungere il suo stato d'equilibrio, una volta compressasi nell'interno del tubo, deve espandersi, ed è in questo secondo tempo che le parti dell'ampolla vengono proietta-

te a distanza con velocità tali da essere pericolose per l'incolumità delle persone.

Nel caso di un cinescopio autoprotetto, le parti critiche sono ancorate dall'armatura e nel caso di rottura, non vengono proiettate verso l'interno del tubo. Il fenomeno d'implosione viene così scongiurato.

Qualora si predispongano sull'armatura di protezione quattro orecchiette opportunamente forate si semplifica il problema del fissaggio del cinescopio al mobile, senza bisogno di applicare bande metalliche aggiuntive.

In commercio sono apparsi in questi ultimi tempi parecchi tipi di cinescopi autoprotetti che si differenziano solo per la natura e la forma della protezione. Esistono infatti cinescopi con protezione in « lana di vetro più poliestere », in metallo e in metallo più lana di vetro e poliestere.

La soluzione più vantaggiosa dovrebbe essere quella che offre il minor costo di produzione ed il minor peso. L'industria di televisori sta affrontando ora il problema dell'apparecchio portatile. È evidente che un televisore portatile è tanto più gradito quanto più ridotto è il suo peso, e quanto più grande è la dimensione utile dello schermo.

Un tale risultato si può ottenere facilmente coi cinescopi autoprotetti che garantiscono anche una uniforme distribuzione del peso nell'interno dell'apparecchio.

Il primo tentativo di costruzione di cinescopio autoprotetto fu fatto usando una protezione in « lana di vetro più poliestere ».

I fabbricanti che si sono avventurati su questa strada si sono trovati di fronte però a due grossi ostacoli che non è stato facile superare:

1) La lana di vetro ed il poliestere sono difficili da manipolare con le apparecchiature automatiche necessarie per la riduzione dei costi.

2) La rifinitura del cinescopio sulla parte frontale (al confine del poliestere col vetro dello schermo) non è sufficientemente accettabile.

Dopo questo primo tentativo si è passati all'uso di una **banda metallica** sul bordo



ECCO LA DIFFERENZA TRA UN'IMMAGINE OSSERVATA "DIRETTAMENTE" E QUELLA VISTA ATTRAVERSO LO SCHERMO DI PROTEZIONE:

IL NUOVO CINESCOPIO PHILIPS A 59 11-W

eliminando lo schermo esistente tra lo spettatore e l'immagine, realizza la vera "Visione Diretta" dello spettacolo teletraspresso.

SOLTANTO ORA PER LA PRIMA VOLTA NELLA STORIA DELLA RICEZIONE TELEVISIVA, L'IMMAGINE TELETRASMESSA APPARE ALLO SPETTATORE CON LA STESSA NATURALITÀ CON CUI APPARE UN PANORAMA OSSERVATO DA UNA FINESTRA APERTA.

VISIONE
diretta



ALTRI VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO A "VISIONE DIRETTA" A 59 - 11 W:

Migliore contrasto dovuto alla particolare qualità del vetro dello schermo, alla riduzione delle superfici riflettenti per la luce esterna, ed al trattamento "antireflex" della superficie esterna dello schermo.

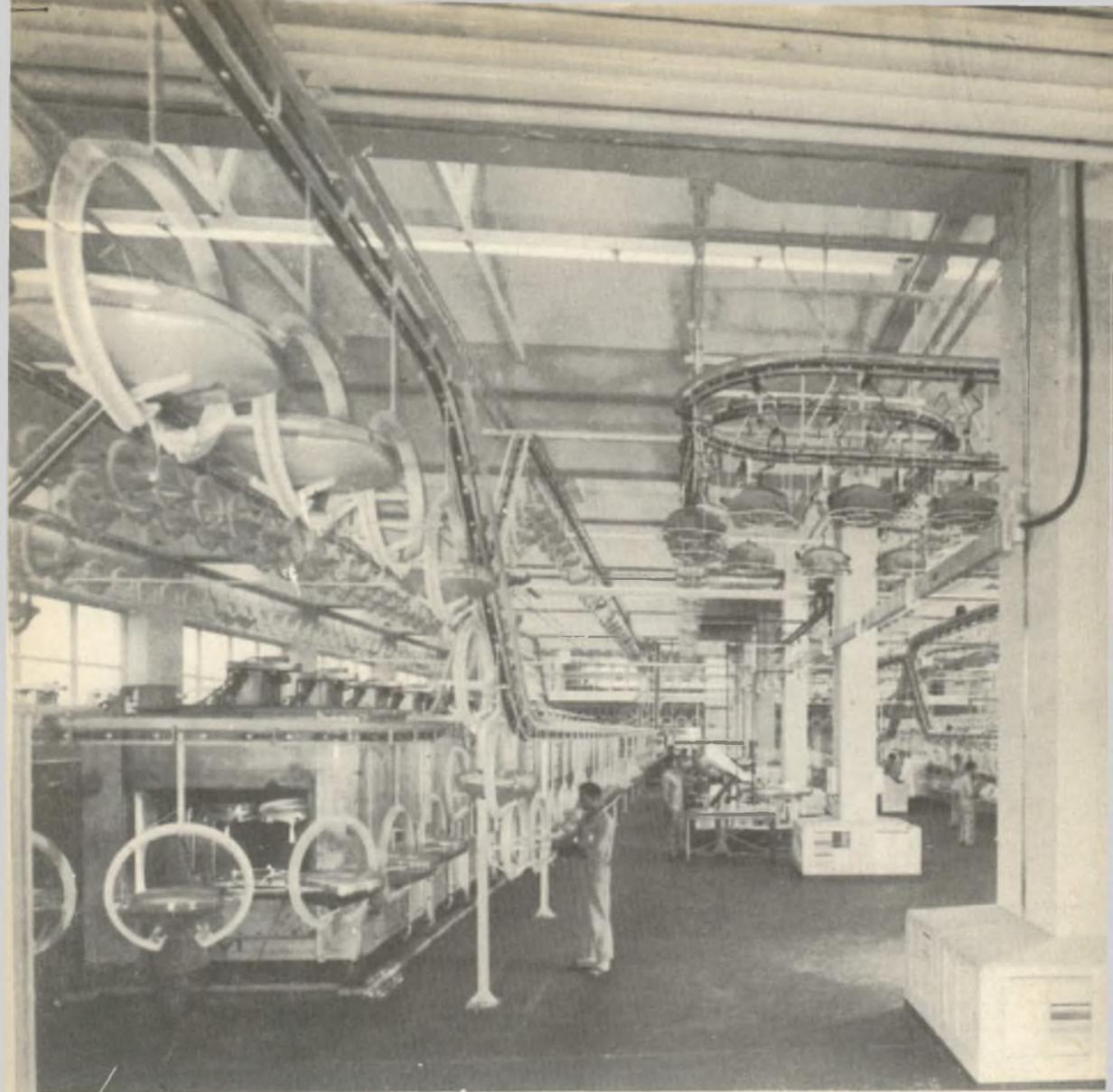
Semplificazione del sistema di montaggio dovuta alle quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica.

Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente distribuito.

Maggiore libertà nella progettazione dei mobili per televisori.

Facilità di rimozione della polvere dallo schermo del cinescopio.

Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale.



Vista parziale di una « catena » di produzione di cinescopi.

del tubo ed al mantenimento della « lana di vetro più poliestere » sulla parte conica, migliorando sensibilmente la presentazione estetica e rendendo più facile la costruzione delle apparecchiature automatiche per la lavorazione.

I tubi autoprotetti in esecuzione completamente metallica usano il metallo anche nella protezione della parte conica dell'ampolla.

Noi pensiamo che l'introduzione dei cinescopi autoprotetti segni una data piuttosto importante nella storia dei tubi a raggi catodici e che con questa nuova tecnica sia possibile realizzare in futuro cinescopi con schermi ancora più piatti e con sempre minore spessore di vetro sullo schermo, in modo da offrire immagini sempre più perfette.

(da « New Scientist »)

L. C.

TERMOMETRO ELETTRONICO

di Michael W. Paul

Si descrive un termometro elettronico capace di misurare temperature comprese tra -50 e $+200^{\circ}\text{C}$. Come elemento sensibile impiega un termistore seguito da un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistori al silicio BSY11.

L'elemento sensibile alla temperatura è costituito da un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) inserito in un circuito a ponte. Le temperature misurabili vanno da -50 a $+200^{\circ}\text{C}$ suddivise in 5 gamme, ciascuna con estensione di 50°C . La corrente prodotta dallo sbilanciamento del ponte viene portata ad un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistori al silicio; la temperatura viene indicata da un microamperometro ($200\ \mu\text{A}$ fondo scala) collegato tra i collettori di questi due transistori.

Amplificatore in corrente continua

Nell'amplificatore differenziale vengono impiegati i transistori al silicio BSY11; il resistore di emettitore è comune per i due transistori. Ciascun partitore di tensione di base costituisce un ramo del ponte del circuito.

Un aumento del potenziale positivo di base prodotto da una riduzione della resistenza nel termistore (NTC) provoca nel transistor NPN un aumento della corren-

te di collettore. Questo aumento della corrente di collettore in un transistor produce, a sua volta, un aumento in direzione positiva della caduta di tensione ai capi del resistore comune di emettitore. Siccome il secondo transistor ha in base un partitore fisso di tensione e quindi una tensione base-emettitore costante, l'aumento della caduta di tensione positiva ai capi del comune resistore di emettitore **tende a far diminuire** la corrente di emettitore del secondo transistor. Questa differenza nelle correnti di collettore produce potenziali rispettivamente negativi e positivi ai capi di ciascun resistore di carico di collettore. Tra i collettori dei due transistori viene collegato un microamperometro con fondo scala di $200\ \mu\text{A}$; l'intensità della corrente indicata dallo strumento sarà pertanto funzione della variazione di temperatura « sentita » dal termistore.

La sonda a termistore

La resistenza di un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) non va-

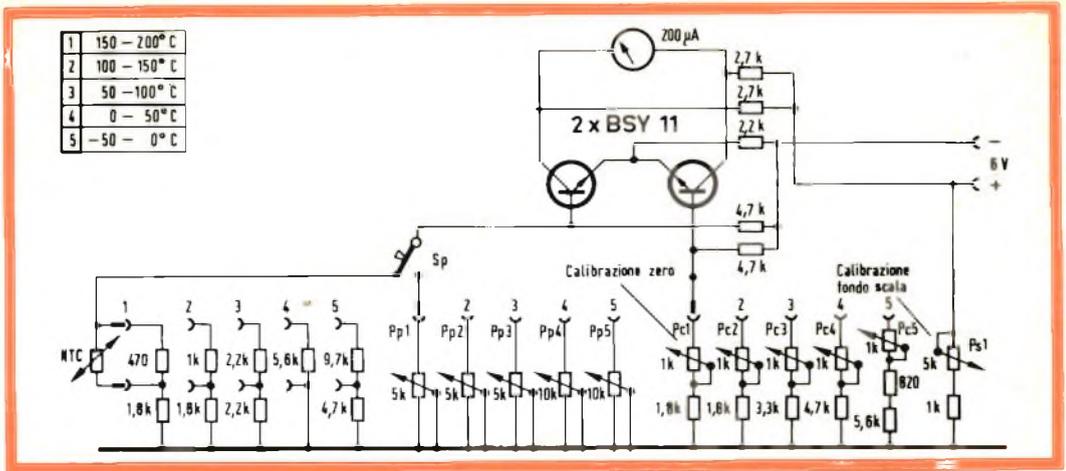


Fig. 1 - Schema elettrico del termometro elettronico.

ria in modo lineare al variare della temperatura. La variazione di resistenza segue invece approssimativamente questa legge:

$$R = Ae^{B/T}$$

dove R indica il valore della resistenza del termistore A, B, T, sono parametri che, per un dato tipo di termistore, mantengono un valore costante.

Per compensare questo andamento non lineare del termistore vengono impiegate nelle stesse gamme di misura delle combinazioni di resistori collegati in serie e in parallelo.

Il collegamento in parallelo tende a ridurre la sensibilità del termistore e impedire che, per piccole variazioni di tem-

peratura all'ingresso, si abbiano forti variazioni di corrente all'uscita. Questa compensazione del termistore è assolutamente necessaria dato che come indicatore di temperatura viene impiegato uno strumento con scala lineare. Per le gamme di temperatura comprese tra 0 e 50, 50 e 100, 100 e 150, 150 e 200°C viene impiegato il termistore tipo # E205CE/P47K (Philips) che rappresenta la « sonda » del termometro.

Per il campo di temperature al di sotto dello zero, e precisamente da -50 a 0°C si deve usare il termistore tipo # E205CE/3K3. Questa seconda sonda è assolutamente necessaria a causa dell'elevato valore di resistenza che presenterebbe il tipo # E205CE/P47K, quando si dovessero misurare temperature comprese tra 0 e -50°C. Questo valore elevato di resistenza delle sonde introdurrebbe una non-linearità superiore a $\pm 3^\circ\text{C}$ che non può essere accettata in pratica. Anche con l'accorgimento del collegamento in parallelo a cui abbiamo accennato prima, rimane sempre un certo grado di non linearità.

Accuratezza della taratura

La precisione di questo termometro dipende: a) dalla precisione dello strumento indicatore, b) dalla cura con cui viene fat-

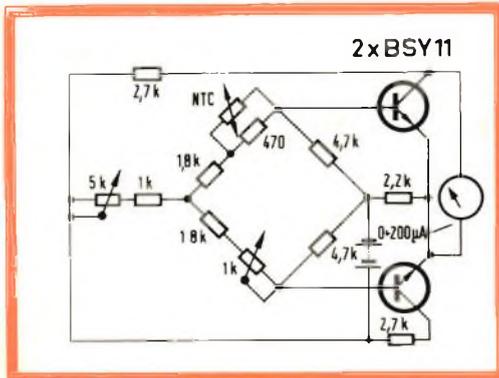
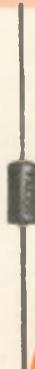
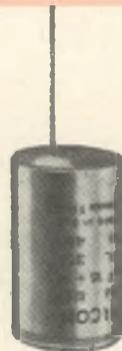
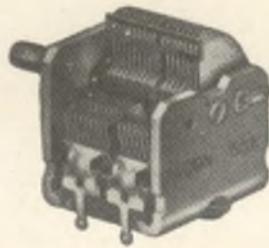
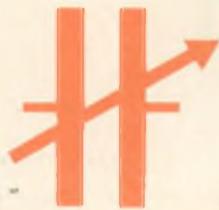


Fig. 2 - Schema semplificato dello strumento per la sola portata da 150° a 200°C.



FACON

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

FACON



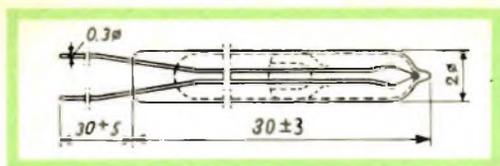


Fig. 3 - Dimensioni e forma del varistore E205CE/P usato come sonda termometrica.

ta la taratura, c) dalla esattezza della temperatura-campione in base alla quale viene fatta la taratura dello strumento.

Il prototipo realizzato in laboratorio è stato tarato con un termometro avente un errore di $\pm 1^\circ\text{C}$. Rispetto a questo termometro campione, il termometro elettronico darà una differenza di $\pm 3^\circ\text{C}$ al massimo su ogni scala ($-50 \div 200^\circ\text{C}$).

Come deve essere tarato lo strumento

Per la taratura della scala da 100° a 150°C e da 150° a 200°C si deve impiegare un liquido al silicone (Dow Corning Silicone Liquid 550). Non deve essere assolutamente usato qualsiasi tipo di olio, specialmente alle temperature comprese tra 150° e 200°C , dato che entro queste temperature si trova il punto d'incendio di molti tipi di oli.

Per le gamme di temperatura comprese tra 0° e 50°C e da 50° a 100°C si può impiegare acqua pura come elemento trasferitore di calore; si deve fare attenzione affinché i fili di collegamento alla N.T.C. non vengano immersi nell'acqua. Nel qual caso il termistore verrebbe « shuntato » dalla resistenza dell'acqua che potrebbe essere piccola o grande a seconda dell'impurità presenti nell'acqua stessa.

Per temperature al di sotto dello zero ($-50^\circ + 0^\circ\text{C}$) si può impiegare un tipo di olio che non geli a -50°C .

Durante la taratura del termometro elettronico il liquido trasferitore di calore (sia esso acqua, silicone, o olio) deve essere continuamente agitato in modo che tutta la sua massa si trovi alla stessa temperatura.

Quando si procede alla taratura di ciascuna scala, è necessario portare il liquido alla temperatura corrispondente allo zero

della scala dello strumento indicatore ($-50^\circ, 0^\circ, 50^\circ, 100^\circ$ e 150°C). Una volta stabilitasi la temperatura su questi valori, si porta l'indice dello strumento a zero mediante i potenziometri $Pc_1, Pc_2, Pc_3, Pc_4, Pc_5$. Il potenziometro per la regolazione del fondo scala ha un'influenza limitata durante questa fase di taratura; è bene, in ogni modo, che venga portato nella posizione centrale.

Successivamente si portano i vari liquidi ai valori di temperatura corrispondenti al fondo scala dello strumento, e cioè, a $0^\circ, 50^\circ, 100^\circ, 150^\circ$ e 200°C . Anche in questo caso, si attende che i precedenti valori si stabilizzino per poi portare l'indice sul fondo della scala mediante il potenziometro Ps_1 . Regolato Ps_1 , si preme il pulsante Sp e si regolano i potenziometri $Pp_1, Pp_2, Pp_3, Pp_4, Pp_5$ ancora per il fondo scala dello strumento. Ci si assicuri che il liquido sia in continuo movimento quando si procede alla taratura dello zero e del fondo scala dello strumento.

Per la messa a punto definitiva dello zero della scala, si deve riportare la temperatura dei liquidi al valore corrispondente allo zero dello strumento, indi si porta a zero l'indice dello strumento stesso mediante Pc_1, Pc_2, Pc_3, Pc_4 o Pc_5 ; ciò è necessario per compensare l'effetto di Ps_1 sulla regolazione dello zero. Tale effetto è dovuto alla differenza di guadagno tra i due transistori BSY11.

Il termometro è alimentato con batterie; si avranno pertanto variazioni di tensione durante la durata di vita della batteria stessa. Per compensare queste variazioni, si dovrà prima di effettuare una misura portare l'indice a fondo scala mediante Ps_1 , previa pressione dell'interruttore pulsante Sp . Quando si passa da una scala all'altra si dovrà regolare il fondo scala mediante Ps_1 .

Lo strumento deve sempre essere a temperatura ambiente ($20^\circ \div 25^\circ\text{C}$). L'imprecisione in cui si può incorrere facendo lavorare lo strumento a differenti temperature ambiente è dovuta alle variazioni di guadagno dei transistori prodotte dalle variazioni di temperatura.

(Da "Laboratory Report Philips")

L. C.

RELE' AZIONATI

da cellula al solfuro di cadmio

dal calore radiante

Relè fotosensibile azionato da una cellula al solfuro di cadmio

I vantaggi maggiori di una cellula al solfuro di cadmio consistono nella sua grande sensibilità e nella elevata dissipazione permissibile, che consentono in molti casi di adoperarla per agire direttamente su relè elettromagnetici. Un certo numero di circuiti relativamente semplici ed appartenenti a questa categoria verranno di seguito descritti; ma il circuito di fig. 1 è particolarmente interessante poiché comprende diversi aspetti di una regolazione molto precisa e di una compensazione che tiene conto di eventuali differenze nelle condizioni di funzionamento. Descriviamo il dispositivo di controllo della illuminazione stradale, specialmente nei periodi di semioscurità. Quando l'illuminazione che colpisce la cellula al solfuro di cadmio è inferiore ad una quantità predeterminata, la resistenza della cellula è alta, sicché la corrente che passa nel relè è di piccola intensità e quindi viene indicato nel diagramma, inserendo quindi il carico della lampada. Quando la luce del giorno aumenta raggiungendo un altro valore predeterminato la resistenza della cellula di-

minuisce; la corrente attraverso il relè aumenta, l'interruttore del relè si porta in posizione destra e la lampada viene spenta. Il circuito comprende i particolari seguenti: la compensazione per le fluttuazioni della tensione di rete viene realizzata combinando la resistenza da 15 k Ω con quella dipendente dalla tensione (V.D.R.), collegata ai capi della rete e costituente un partitore di tensione capace di alimentare la cellula al solfuro di cadmio e la bobina del relè in serie.

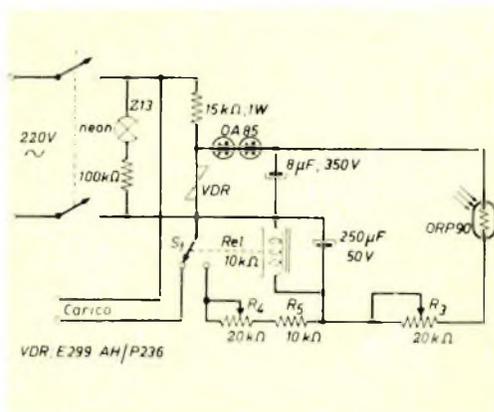


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito per il controllo dell'illuminazione.

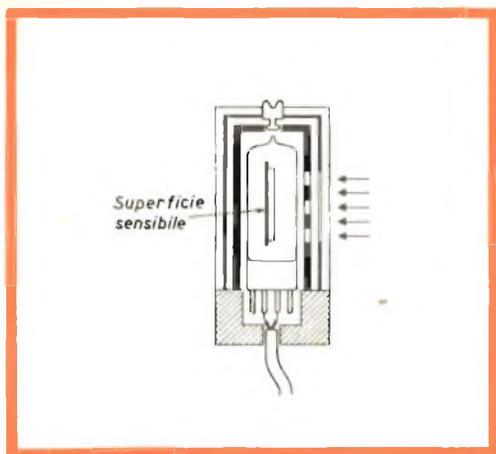


Fig. 2 - Dispositivo per regolare la luce che colpisce la fotocellula.

Questo dispositivo ha tre vantaggi principali. In primo luogo, una variazione del 10% della tensione di rete ha sulla cellula e sul relè lo stesso effetto di una variazione del 5%; in secondo luogo, alimentando la cellula con una bassa tensione non si verifica un sovraccarico; ed in terzo luogo, operando a bassa tensione la variazione assoluta della resistenza della cellula, per variazioni uguali di illuminazione, è maggiore che operando a tensioni più elevate. La resistenza variabile R_v permette la regolazione del livello di luce solare a cui il relè chiude il contatto. La stessa resistenza può venir adoperata per compensare differenze costruttive che diano origine a differenti sensibilità delle cellule nel caso che la cellula originaria venga sostituita con un'altra.

Il rapporto tra la corrente del relè a cui questo si mette in azione ed il valore più basso di corrente a cui si chiude, è solitamente di circa 2:1 nel caso di un relè a corrente continua. Tale rapporto potrebbe essere troppo alto in qualche applicazione in cui si desidera che il sistema reagisca a variazioni piccole di illuminazione, vale a dire quando si desidera un piccolo differenziale di luce. Si può raggiungere un differenziale più piccolo mediante lo stesso circuito illustrato, incorporandovi le resistenze R_4 ed R_5 . Quando si aziona il relè, e conseguentemente le lam-

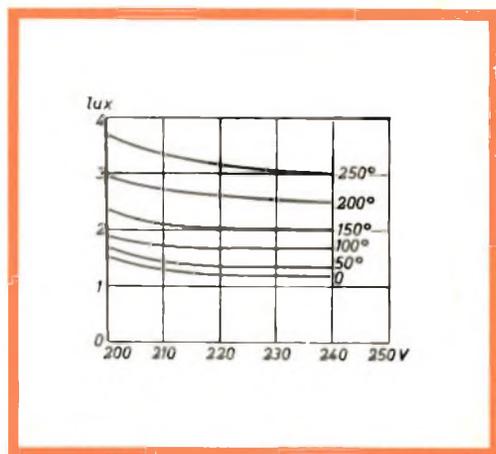


Fig. 3 - Diagrammi indicanti la quantità di flusso luminoso necessaria per mettere in azione il relè.

pade si spengono, queste due resistenze in serie tra di loro sono collegate in parallelo con la bobina del relè, e riducono pertanto la corrente che vi passa a un valore più piccolo di quello necessario per azionare un relè ma più grande di quello a cui il relè si apre. Ciò significa che la variazione di illuminazione necessaria per chiudere il relè è parimenti ridotta. Rendendo variabile R_4 , si può realizzare una regolazione del differenziale di luce del sistema.

Nella maggior parte dei casi si desidera che il relè non entri in azione se la variazione di luminosità è di durata assai corta. Conseguentemente si collega in parallelo al relè stesso un condensatore da 250 μF per consentire un'adeguato ritardo nel comando.

A causa della grande sensibilità della cellula al solfuro di cadmio è necessario limitare la quantità di luce solare che colpisce la cellula stessa. La disposizione illustrata in fig. 2 permette di regolare con precisione la luce che colpisce la cellula, entro un considerevole intervallo. La cellula è racchiusa in un cilindro di alluminio in cui vengono praticate quattro file verticali di piccoli fori, le cui dimensioni sono differenti nelle varie file. Il tutto è racchiuso in un cilindro di « perspex », la cui parete interna è completamente annerita ad eccezione di una piccola area che serve

**registrano con fedeltà
rendono con purezza
nastri magnetici**

ferrania



tipo R 12 durata normale
tipo L1 3 lunga durata
tipo M/D 3 lunga durata
supporto poliestere
tipo M/D 4 coppia durata
supporto poliestere
tipo ad alta sensibilità

da finestra. La luce solare passa attraverso i fori e viene riflessa e diffusa dalla parete interna del cilindro di alluminio. La superficie sensibile della cellula è affiancata alle file dei fori. La quantità di luce che raggiunge la superficie sensibile può venir regolata scegliendo una opportuna apertura, il che si può realizzare ruotando il cilindro di alluminio mediante una vite di cui esso è dotato. Usando i valori dei componenti indicati nel "circuito di fig. 1, la quantità approssimativa di flusso luminoso che si richiede per mettere in azione il relè a diverse tensioni di rete si legge nelle curve di fig. 3 per diverse posizioni angolari della resistenza variabile R_3 .

Relè azionato dal calore radiante

Siccome la sensibilità massima delle cellule al solfuro di piombo si verifica nella regione delle radiazioni infrarosse dello spettro dell'ordine di $2,5 \mu$ di lunghezza d'onda, cellule di questo genere sono specificatamente adatte ad applicazioni industriali come la regolazione di processi di riscaldamento, la direzione del movimento di corpi od il controllo della temperatura dei forni. Un altro campo di applicazione è costituito dai sistemi di allarme e simili, in cui per ragioni di segretezza o di convenienza non si desidera impiegare una sorgente di radiazioni visibili.

Nel circuito riprodotto in fig. 1, con l'amplificatore in posizione di massimo guadagno, il relè entra in azione quando la cellula viene irradiata da una superficie

emittente che abbia un diametro di 2,5 cm alla temperatura di circa 390°C , situata ad una distanza di circa 90 cm dalla cellula. Un'emittente di questo tipo alla temperatura di circa 675°C metterà in azione il relè ad una distanza di circa 3,7 m. Il tempo di reazione è inferiore ad un decimo di secondo.

La radiazione della sorgente La viene diretta sulla cellula, il fascio viene interrotto rapidamente con una frequenza di 81 Hz mediante un disco forato rotante collocato tra la sorgente e la cellula.

Le variazioni di tensione prodotta in tale modo vengono trasferite attraverso un condensatore C1 all'amplificatore che impiega un doppio triodo, le cui due sezioni operano in cascata. Il guadagno di tensione è regolabile tra i limiti di 16 e 330 mediante un interruttore S che cambia il valore della resistenza catodica del triodo di destra. Il segnale amplificato si applica alla griglia di controllo di un thyatron, la cui polarizzazione negativa si ottiene raddrizzando la tensione del filamento mediante un diodo a cristallo. Quando la radiazione raggiunge un livello predeterminato, gli impulsi di tensione rendono il thyatron conduttore in ogni semiciclo positivo della tensione anodica, e pertanto si mette in azione il relè. L'operazione della cellula non è in alcun modo influenzata dalla luce solare, ma se l'apparecchiatura viene collocata vicino ad oggetti che irradiano calore, è raccomandabile raffreddare, a circolazione d'acqua, la testa di misura.

A. Marucci

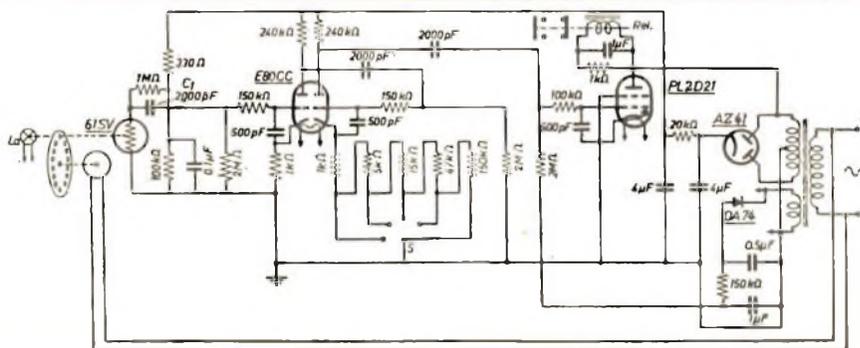


Fig. 1 - Schema elettrico di relè azionato dal calore radiante.

LAMPEGGIATORI ELETTRONICI A TRANSISTORI

I Parte

Si descrivono circuiti a transistori per la produzione di luci intermittenti (lampeggiatori). Prima viene discusso il progetto di questi circuiti, successivamente vengono forniti i dati tecnici per la realizzazione di due tipi di siffatti lampeggiatori, in particolare trattasi 1) di un indicatore di direzione con due lampade di 18 W, ciascuna alimentata con accumulatore da 12 V; 2) di un lampeggiatore di impiego generale che può essere alimentato sia con una batteria a secco da 6 V, sia con accumulatore da 6 o 12 V.

L'impiego di luci intermittenti o lampeggiatori come comunemente vengono chiamati siffatti dispositivi si va sempre più estendendo. Essi vengono impiegati principalmente come **indicatori luminosi di direzione** negli autoveicoli o come veri lampeggiatori, per esempio, nei semafori stradali.

La stragrande maggioranza degli attuali indicatori luminosi di direzione sono costituiti da un interruttore a bimetallo riscaldato da un resistore collegato in serie alla lampada indicatrice. Il « tempo di lampeggiamento » dipende dalla temperatura ambiente e dalla corrente che scorre nel circuito; siccome la corrente varia a motivo delle fluttuazioni della tensione della batteria, succede che il « tempo di lampeggiamento » non ha sempre la stessa durata.

Il tempo di lampeggiamento ha inoltre una durata molto lunga nel caso in cui

venga a « bruciarsi » una delle due lampade collegate in parallelo. Lo scopo dell'indicazione visiva viene quindi a mancare sia se il tempo di lampeggiamento è breve, sia se esso viene ad essere eccessivamente lungo. Inoltre, la durata di questo dispositivo elettromeccanico è relativamente breve.

Siffatti lampeggiatori vengono installati negli automezzi della polizia, nelle autoambulanze, negli automezzi dei vigili del fuoco e per ultimo, ma non meno importante, in tutti gli autoveicoli come **segnalatori luminosi di direzione**. Negli automezzi di utilità pubblica sopra menzionati, per motivi di sicurezza, l'interruttore a bimetallo è sostituito con un relè a bimetallo. Un altro interessante tipo di lampeggiatore è quello « portatile » da impiegare come indicatore di interruzione del traffico e da sistemare in vicinanza del « triangolo ». È alimentato con batteria a secco, ed ha

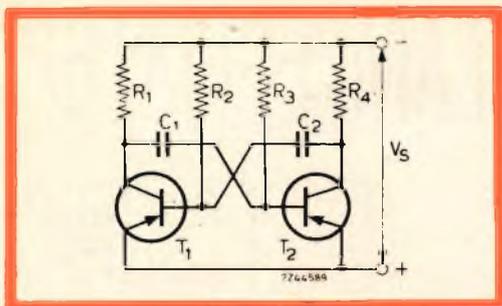


Fig. 1 - Circuito fondamentale del multivibratore bistabile.

inserito l'interruttore a bimetallo all'interno della stessa lampadina; la versione professionale è munita di relè a bimetallo.

In questo articolo tratteremo alcuni lampeggiatori equipaggiati **esclusivamente** con materiali elettronici; vale a dire, realizzati mediante soli transistori, resistori e condensatori. Il circuito su cui è basato il funzionamento di questi lampeggiatori « elettronici » è costituito da un semplice multivibratore. Questo circuito ha come elementi attivi due transistori che vengono a trovarsi contemporaneamente in due opposte condizioni, e cioè, in uno stato di conduzione il primo e in uno stato di non-conduzione il secondo. Dopo un certo periodo di tempo, dipendente dai valori dei componenti del circuito, le condizioni si invertono nel senso che sarà ora il primo transistor a trovarsi in uno stato di non-conduzione mentre il secondo condurrà. Dopo un certo periodo di tempo, le condizioni di conduzione dei transistori si invertiranno di nuovo, e così via. Se si inserisce in un siffatto circuito una lampada a incandescenza questa si accenderà periodicamente.

I vantaggi dei lampeggiatori transistorizzati rispetto ai lampeggiatori convenzionali sono: 1) costruzione semplice; 2) elevata sicurezza di funzionamento; 3) funzionamento sicuro entro un vasto campo di valori della tensione della batteria.

Sul corretto funzionamento del circuito non influiscono nè la fluttuazione della tensione, nè la temperatura ambiente nè infine la differenza di tolleranza dei parametri dei transistori impiegati.

Descrizione del circuito

Discuteremo innanzitutto le equazioni fondamentali necessarie alla realizzazione del progetto del circuito. Per semplicità, non ci addentreremo nella spiegazione teorica del funzionamento del multivibratore bistabile. Una più ampia discussione si trova nel volume « Analysis of bistable multivibrator operation » di P. A. Nee-ntson.

Quattro di queste equazioni possono essere derivate dai requisiti riguardanti la condizione quasi stabile, e altre quattro simili dall'altra condizione.

a) Il transistor T_1 conduce e il transistor T_2 non conduce

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del multivibratore quasi-stabile. In fig. 2 è stato disegnato il circuito di fig. 1 per la condizione in cui il transistor T_1 conduce e il transistor T_2 non conduce; la fig. 2a indica il transistor T_1 e la fig. 2b il transistor T_2 con i loro rispettivi circuiti.

Abbiamo supposto che T_1 conduca, pertanto il valore di resistenza tra il suo collettore e l'emettitore sarà trascurabile, e C_1 può quindi considerarsi collegato al + della tensione di alimentazione.

Il circuito è dimensionato in modo che poco prima dell'istante in cui il circuito cambia la condizione di funzionamento indicata in fig. 2, il condensatore C_1 risulti caricato al valore della tensione di alimentazione (V_S) con le polarità indicate in fig. 2b.

Dopo l'inversione della condizione di funzionamento, il condensatore comincia a scaricarsi attraverso R_3 assumendo il valore $V_{AB} = -V_S$ in base alla relazione:

$$V_{AB} = \left[\exp(-t/R_3 C_1) \cdot 2V_S \right] - V_S$$

In questa equazione V_{AB} indica la tensione ai capi del condensatore C_1 (terminale A rispetto al terminale B) e t il tempo. Quando la tensione ai capi di C_1 passa per lo zero, il transistor T_2 inizia a condurre e comincia la seconda condizione di funzionamento. Ciò significa che il tem-

po che C_1 impiega a scaricarsi da $+V_s$ a zero (questo tempo è indicato con t_1) determina il tempo di non-conduzione di T_2 ; in termini matematici si ha:

$$V_{AB} = \left[\exp(-t_1/R_3 C_1) \cdot 2V_s \right] - V_s = 0$$

dove

$$\exp(-t_1/R_3 C_1) = \frac{1}{2}$$

e

$$t_1 = 0,7 R_3 C_1 \quad (1)$$

Siccome questo tempo (t_1) non dipende da V_s , la precisione di funzionamento del circuito non può essere influenzata nè dal valore della tensione di alimentazione nè dalle variazioni della medesima. Durante il tempo di non-conduzione (t_1) del transistor T_2 , il condensatore C_2 si carica attraverso R_4 in base alla relazione

$$V_{C2} = \left\{ 1 - \exp(-t/R_4 C_2) \right\} V_s$$

Trascorso il tempo t_1 , il circuito passa nella seconda condizione di funzionamento, e C_2 dovrebbe caricarsi fino al valore della tensione di alimentazione V_s per rendere il circuito insensibile alle varie tolleranze dei componenti. Dalla precedente equazione si vede però come teoricamente il condensatore C_2 impieghi un tempo infinito a caricarsi fino ad assumere il valore V_s ; se però C_2 riesce a caricarsi fino a $0,9 V_s$ (diciamo $0,87 V_s$) entro il tempo $t = t_1$, il buon funzionamento del circuito è assicurato. Si può quindi scrivere:

$$\exp(-t/R_4 C_2) = 0,13$$

dove

$$t = 2R_4 C_2$$

per cui la condizione si riduce a:

$$2R_4 C_2 \leq t_1 \quad (2)$$

Una volta caricato C_2 , la corrente di base del transistor T_1 scorre tutta attraverso il resistore R_2 ; questa corrente di base dovrebbe essere sufficiente a mantenere T_1 in saturazione.

Questa condizione dovrebbe essere sod-

disfatta anche impiegando un transistor al limite inferiore (un transistor cioè con un valore minimo di h_{FE1}), per cui:

$$R_2/R_1 \leq h_{FE1 \min} \quad (3)$$

Quando si dimensiona il circuito, ci si deve assicurare che, quando il transistor T_1 è in condizione, la sua corrente di base I_B non superi il valore massimo ammissibile specificato nei dati tecnici del transistor. Il valore massimo della corrente di base del transistor T_1 (I_{B1}) si può calcolare così:

$$I_{B1 \max} = V_s/R_4 + V_s/R_2 \quad (4)$$

In definitiva, valgono le seguenti quattro equazioni:

$$t_1 = 0,7 R_3 C_1 \quad (1)$$

dove t_1 indica il tempo di non-conduzione del transistor T_2

$$2 R_4 C_2 \leq t_1 \quad (2)$$

$$R_2/R_1 \leq h_{FE1 \min} \quad (3)$$

dove $h_{FE1 \min}$ indica il fattore di amplificazione h_{FE} di un transistor al limite di amplificazione

$$I_{B1 \max} = V_s/R_4 + V_s/R_2 \quad (4)$$

Con $I_{B1 \max}$ si indica il massimo valore della corrente di base I_B del transistor T_1 .

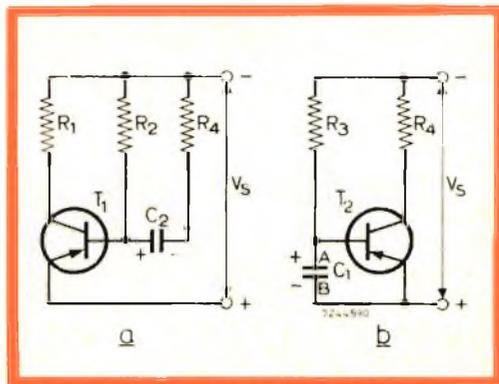
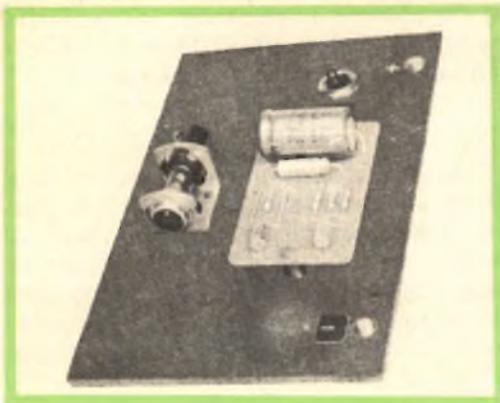


Fig. 2 - Circuito di fig. 1 ridisegnato per mettere in evidenza la condizione del transistor T_1 , in conduzione (figura 2a) e del transistor T_2 bloccato (figura 2b).



Realizzazione pratica dimostrativa del lampeggiatore.

b) Il transistor T_2 conduce e il transistor T_1 non conduce

Si può stabilire, nella stessa maniera di prima che quando il transistor T_1 condu-

ce e il transistor T_2 non conduce, vale la seguente equazione:

$$0,7 R_2 C_2 = t_2 \quad (5)$$

In questa espressione t_2 indica il tempo durante il quale il transistor T_2 conduce.

$$2R_1 C_1 \leq t_2 \quad (6)$$

Indicando con $h_{FE \min}$ il fattore di amplificazione di un transistor (T_2) con fattore di amplificazione più basso.

$$I_{B2 \max} = V_S / R_3 + V_S / R_1 \quad (8)$$

dove I_{B2} indica il valore massimo della corrente di base del transistor T_2 .

Le otto precedenti equazioni costituiscono la base per il progetto di un lampeggiatore a transistori.

(continua)

L. C.

(Da "Application Information")

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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

CIRCUITI FONDAMENTALI A TRANSISTORI

I Parte

I transistori ed i diodi a cristallo, singolarmente od in combinazione, possono assolvere praticamente tutte le funzioni per le quali una volta si potevano usare solamente tubi a vuoto. Per esempio un transistoro usato nella configurazione ad emettitore comune è paragonabile al circuito a valvole con catodo a massa; la configurazione con base a massa è l'equivalente del circuito a valvole con griglia a massa; e la configurazione con collettore comune è analoga al circuito con uscita catodica. Come nel caso di circuiti a valvole, gli apparati a transistori sono formati da un numero più o meno grande di stadi, ciascuno avente la sua specifica funzione. La scelta, il numero e la disposizione di questi stadi dipendono in primo luogo dal tipo di apparato e dalle prestazioni richieste, ma generalmente si tratta di impiegare un certo numero di circuiti più o meno standard. In questi articoli considereremo i circuiti fondamentali dei vari stadi di un radioricevitore superetero-

dina a transistori, specialmente in quanto questi stadi hanno le prestazioni richieste in molte applicazioni professionali. Un ricevitore supereterodina di alta qualità impiega generalmente la seguente successione di stadi:

1) Un circuito d'antenna accordato per scegliere il segnale a radiofrequenza desiderato (frequenza della stazione). In certi casi vi può essere anche uno stadio di amplificazione a radiofrequenza.

2) Uno stadio convertitore di frequenza nel quale la modulazione (cioè il contenuto del programma) del segnale a radiofrequenza è trasferita su di una frequenza più bassa — la frequenza intermedia che può essere al esempio di 452 kHz.

3) Uno o più stadi amplificatori a frequenza intermedia.

4) Uno stadio rivelatore dove il segnale a bassa frequenza è separato dalla portante a frequenza intermedia.

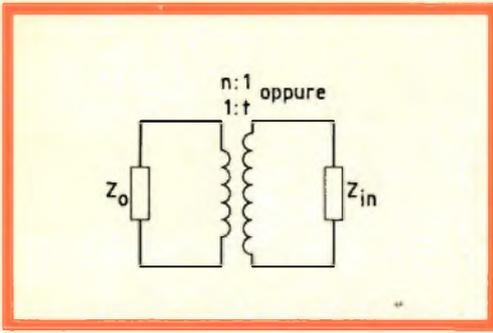


Fig. 1 - Illustrazione dell'adattamento ottimo per due stadi accoppiati a trasformatore, con impedenza di uscita Z_o e impedenza d'ingresso Z_{in} rispettivamente ($Z_o \gg Z_{in}$ per i circuiti a transistori) ammesso $Z_o = Z_{in} \cdot n^2$.

5) Uno o più stadi amplificatori a bassa frequenza, l'ultimo dei quali è spesso denominato stadio pilota.

6) Lo stadio d'uscita che produce la potenza a bassa frequenza necessaria per il funzionamento dell'altoparlante.

Il numero degli stadi amplificatori e dei circuiti accordati degli stadi di antenna e a frequenza intermedia determinano, tutti insieme, la selettività e la sensibilità del ricevitore. La sensibilità è definita dal valore in $\mu\text{V/m}$ del segnale richiesto in antenna per ottenere una potenza d'uscita di 5 mW; la selettività S_p è l'attenuazione del segnale che si ha quando il ricevitore è disaccordato di 9 kHz.

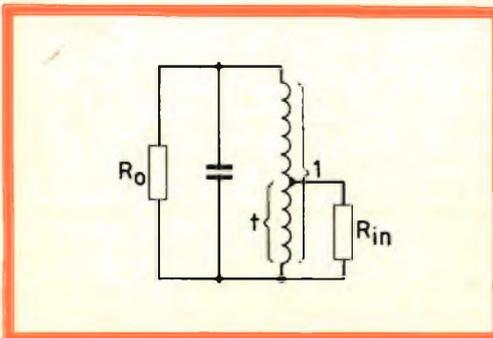


Fig. 2 - Illustrazione di accoppiamento mediante circuito risonante con presa.

Adattamento

Prima di considerare in dettaglio i circuiti di ogni stadio bisogna dire alcune cose sul fatto, abbastanza ovvio, che i vari stadi devono essere accoppiati elettricamente, cosicché l'uscita di uno diventa l'ingresso del successivo. Per ottenere il massimo trasferimento di potenza la impedenza d'uscita dello stadio che precede deve essere adattata (e idealmente dovrebbe essere resa uguale) alla impedenza d'ingresso dello stadio seguente.

Questo si può ottenere con un trasformatore in discesa con nucleo in ferro per la bassa frequenza, e con nucleo in ferrocubo per le frequenze più alte. Poiché un trasformatore è piuttosto costoso ed ingombrante, si usano talvolta reti di accoppiamento a resistenza e capacità, con un adattamento non del tutto perfetto o, negli amplificatori per alta frequenza, circuiti risonanti con prese.

Se si indica con Z_o l'impedenza d'uscita di un certo stadio, e con Z_{in} l'impedenza d'ingresso dello stadio successivo (fig. 1) il perfetto adattamento si ha, nel caso di accoppiamento con trasformatore, quando il rapporto di trasformazione, cioè il rapporto tra numero di spire primarie e secondarie, è:

$$n = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_{in}}}$$

ammesso che il trasformatore sia ideale, cioè non abbia perdite. Nessun trasformatore, però, è senza perdite; il rendimento di un trasformatore si può calcolare con la formula:

$$\eta_{tr} = \frac{n^2 R_{carico}}{n^2 R_{carico} + n^2 R_{sec} + R_{prim}}$$

I valori pratici del rendimento sono compresi tra il 70 e l'80%. Nell'accoppiamento con circuito risonante con presa, la posizione della presa deve essere scelta in modo che $R_{in} = t^2 R_o$ (fig. 2).

Nella sezione seguente i vari stadi verranno trattati cominciando da quello d'uscita per passare poi al rivelatore, agli

stadi amplificatori di bassa frequenza, e così via fino a giungere all'ingresso del ricevitore.

Questa successione è stata scelta deliberatamente, perchè si possano considerare i problemi relativamente semplici legati alla bassa frequenza, prima di trattare quelli più complessi connessi al campo delle alte frequenze.

Stadi d'uscita

Uno stadio d'uscita dovrebbe essere progettato in modo da fornire la massima potenza al carico, per esempio un altoparlante in un radiorecettore, è formato da un transistor in classe A, oppure, più comunemente da due transistori in controfase in classe B od A.

Si desidererebbe, naturalmente, poter ottenere dal transistor la massima potenza, ma si constata che la potenza di uscita viene limitata dalla dissipazione massima ammissibile al collettore. Poichè questa dissipazione dipende dalla resistenza termica K in quanto $P_{max} = (T_{jmax} - T_a)/K$, è necessario provvedere a smaltire il calore generato mediante radiatori, ventilazione e così via. La figura 3 (a) e (b) mostra il circuito e le caratteristiche di uno stadio d'uscita in classe A con carico accoppiato mediante trasformatore. Poichè con l'accoppiamento a trasformatore può apparire al collettore una tensione doppia di quella di alimentazione, a causa dell'induttanza del trasformatore, il valore di V_s non deve essere maggiore di $1/2 V_{CEmax}$. Lavorando in classe A, dove il punto di lavoro è stato all'incirca al centro dell'escursione di tensione ammissibile, questo punto può corrispondere a V_s . La potenza totale ottenibile da due transistori in controfase operanti in classe A è il doppio di quella fornita da un transistor singolo dello stesso tipo, sempre in classe A. Il rendimento massimo teorico di uno stadio in classe A, sia che si impieghi un transistor solo che due in controfase, è del 50%. Il rendimento teorico di uno stadio in controfase in classe B, il cui sistema di principio è dato in figura 4, è del 78% a pieno pilotaggio. In pratica

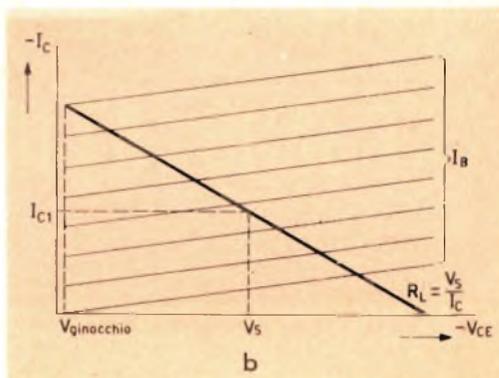
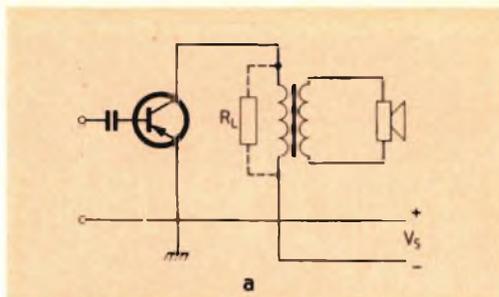


Fig. 3 - Circuito (a) e caratteristiche (b) di uno stadio d'uscita in classe A con carico accoppiato a trasformatore. La batteria fornisce una potenza continua pari a $V_s \cdot I_{C1}$ watt.

La potenza in alternata è:
 $V_{eff} \cdot I_{eff} = V_s / \sqrt{2} \cdot I_{C1} / \sqrt{2} = 1/2 V_s \cdot I_{C1}$
 Il rendimento teorico è del 50%

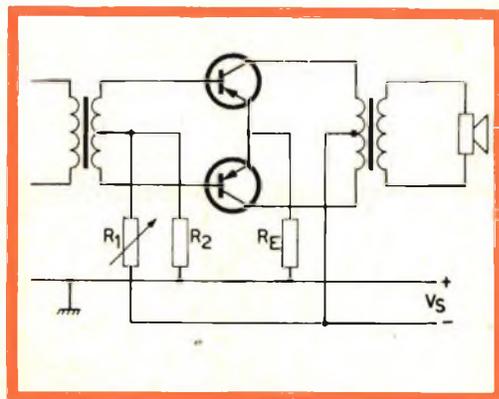


Fig. 4 - Stadio d'uscita in controfase in classe B. Valore medio di una sinusoide:

$$I_{med} = I_{CM} / \pi$$

La batteria fornisce ai due transistori:

$$V_s I_m = 2V_s I_{CM} / \pi$$

La potenza fornita in alternata è $= 1/2 I_{CM} V_s$.
 Il rendimento teorico è $\pi/4 \cdot 100\% = 78\%$

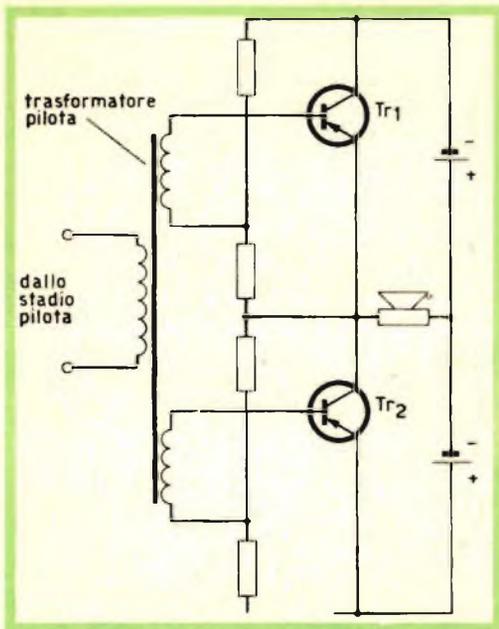


Fig. 5 - Stadio d'uscita in controfase, single ended.

il rendimento è alquanto minore di quello massimo teorico a pieno pilotaggio, poiché un transistor può essere pilotato solo tra i limiti $I_c = I_{c0}$ e $V_c = V_{\text{ginocchio}}$ cosicché non si può utilizzare, tutta l'escursione di tensione. Inoltre vi è una perdita di potenza tra il transistor e l'altoparlante, in quanto il rendimento del trasformatore è solamente di circa l'80%. Si può evitare l'impiego del trasformatore di uscita facendo uso del circuito in controfase detto single ended e illustrato in figura 5.

Esso richiede l'impiego di due batterie uguali o di una batteria con presa centrale. L'uscita può essere prelevata con un trasformatore con primario senza prese, oppure l'altoparlante può essere connesso direttamente al circuito, se si usano degli opportuni transistori di potenza.

(continua)

L. C.

(Da « Transistor - Theory and applications »)



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMOELETTICHE

TUBI ELETTRONICI

Costruzione valvole termoioniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.



PREAMPLIFICATORE A TRANSISTORI DI ALTA QUALITA'



Questo preamplificatore è impiegabile con la maggior parte delle testine per pick-up sia ceramiche che a cristallo. Nel commutatore d'entrata esiste anche una posizione per testine magnetiche ed il circuito è previsto per dare una esatta equalizzazione con un'induttanza del pick-up di 500 mH. Per altri valori dell'induttanza della testina sarà necessario variare la resistenza nel circuito d'entrata. Nella posizione « ingresso radio », la resistenza di ingresso è di 100 k Ω e la sensibilità di 100 mV. È possibile naturalmente ottenere altri valori di resistenze d'ingresso e di sensibilità cambiando i valori delle resistenze del circuito d'entrata.

Il preamplificatore comprende anche la regolazione per i toni alti e per i toni bassi ed inoltre viene dato anche il progetto per dei semplici filtri antidisturbo per le basse frequenze e per le alte frequenze. Il preamplificatore usa dei transistori al germanio economici, tipo OC75, e dato il particolare progetto dell'amplificatore d'ingresso, il rumore è nettamente al di sotto del livello normalmente richiesto.

Considerazioni generali

Il numero degli stadi di amplificazione, la posizione dei comandi di tono e di volume, e i livelli dei segnali attraverso il preamplificatore sono legati da un certo numero di esigenze in contrasto fra loro.

Una caratteristica importante è quella che tutti gli stadi che precedono la regolazione di volume devono essere in grado di sopportare senza distorcere, segnali molto più grandi di quelli nominali. Questa caratteristica è necessaria a causa delle grandi variazioni possibili nei livelli di

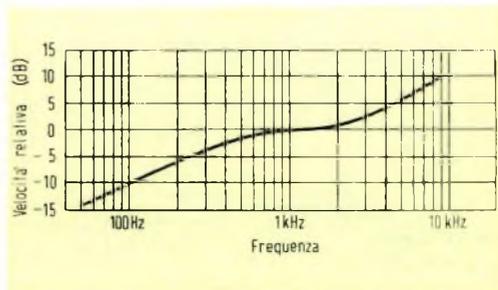


Fig. 1 - Caratteristica standard di registrazione inglese.

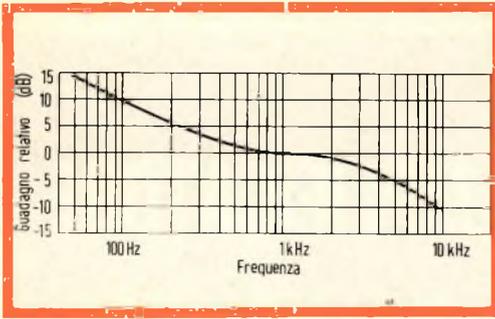


Fig. 2 - Curva di equalizzazione necessaria per le testine magnetiche.

registrazione e nella sensibilità dei pick-up, ed è perciò pratica comune progettare gli stadi « prima del comando di volume » in modo che possano sopportare aumenti del livello d'ingresso di un fattore almeno uguale a 10 senza eccessiva distorsione.

Naturalmente è più facile ottenere ampi campi della dinamica se i segnali d'ingresso sono molto bassi. Tuttavia, livelli troppo bassi dei segnali d'ingresso rendono difficile il problema di mantenere il rumore proprio dell'amplificatore nettamente al di sotto dei segnali in entrata.

Perciò la posizione del comando di volume è un compromesso fra le esigenze di dinamica e la riduzione del rumore.

Per quanto riguarda il rumore valgono le seguenti considerazioni. Innanzi tutto il rumore introdotto dal preamplificatore deve essere nettamente al di sotto del rumore presente nel materiale di riproduzione,

ossia del rumore proprio della registrazione. Ciò richiede un accurato progetto dello stadio di entrata ed anche in questo caso le condizioni di funzionamento del transistor d'entrata derivano da un compromesso fra le esigenze di rumore e quelle relative alla dinamica.

La seconda caratteristica richiesta è che con il comando di volume completamente abbassato, il rumore proprio dell'amplificatore nelle normali condizioni di ascolto non deve essere udibile.

Per soddisfare questa condizione è necessario che il comando di volume si trovi il più lontano possibile dall'ingresso dell'apparecchio. Tuttavia questo fatto non si accorda con l'esigenza di un certo campo di dinamica per cui bisogna scendere ad un compromesso.

I comandi di tono generalmente introducono delle perdite normalmente comprese entro un fattore di 10 o poco più. Disponendo quindi i comandi di tono prima della regolazione di volume si aumentano i problemi relativi alle possibilità di maneggio del segnale negli stadi prima del comando di volume. Se il comando di tono viene posto immediatamente dopo il comando di volume, il livello del segnale dopo il comando di tono può risultare così basso che il rumore dello stadio che segue il comando di tono crea un nuovo problema. La miglior soluzione è quella di far seguire al comando di volume uno stadio di amplificazione e poi inserire i circuiti del comando di tono.

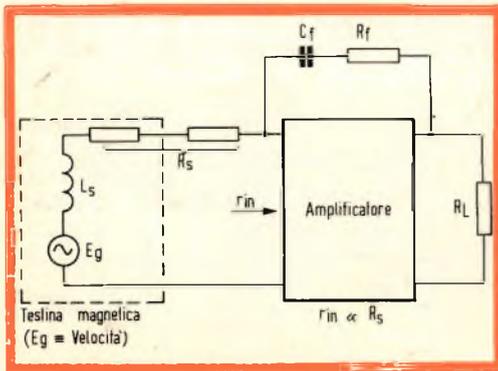


Fig. 3 - Equalizzazione per testine magnetiche.

Equalizzazione per testine magnetiche

La caratteristica di registrazione (ossia, la relazione fra la velocità laterale dell'incisione e la frequenza) comunemente usata è indicata in fig. 1. Con una testina magnetica la f.e.m. è proporzionale alla velocità di variazione del flusso del circuito magnetico e quindi la caratteristica di riproduzione è identica alla caratteristica di registrazione. Il circuito di correzione per testine magnetiche dovrebbe quindi avere una risposta complementare della caratteristica di registrazione come è indicato in fig. 2.

Un artificio del genere può essere realizzato anche con circuiti a transistori, cioè, l'amplificatore può essere progettato per avere una alta impedenza d'entrata e la completa equalizzazione viene applicata nell'amplificatore impiegando delle opportune reti. Una disposizione circuitale migliore che dà una maggiore sensibilità e un migliore rapporto segnale-disturbo, è indicata in fig. 3. In questo circuito la testina è chiusa su una bassa resistenza per cui la resistenza complessiva del circuito rivelatore assieme alla induttanza propria della testina forniscono la caduta della risposta alle alte frequenze.

Una reazione in funzione della frequenza, ottenuta attraverso R_f e C_f provvede al resto dell'equalizzazione, cioè a sollevare il responso alle basse frequenze.

Equalizzazione per testine a cristallo

L'equalizzazione necessaria per i rivelatori a cristallo è alquanto differente. La tensione a circuito aperto sviluppata ai terminali di una testina a cristallo è proporzionale allo spostamento della puntina e la caratteristica di riproduzione è quindi, al variare della frequenza, simile alla caratteristica di registrazione. Questa caratteristica, derivata dalla fig. 1 è mostrata in fig. 4. Con gli amplificatori a valvole la testina è terminata con una resistenza di valore alto (1-2 $M\Omega$) per cui non è necessaria un'ulteriore equalizzazione. Una disposizione simile è possibile con amplificatori a transistori, inserendo in questo caso una resistenza di alto valore (1-2 $M\Omega$) in serie alla testina.

Un sensibile miglioramento nel rapporto segnale rumore, può essere ottenuto impiegando il circuito di fig. 5 nel quale la testina viene collegata direttamente allo stadio d'ingresso.

Dato che la testina presenta un'impedenza capacitiva, la corrente del segnale che arriva al transistor aumenta all'aumentare della frequenza. Questa caratteristica di frequenza in aumento viene compensata da una controreazione capacitiva ottenuta a mezzo di C_f (fig. 5). La caratteristica di riproduzione risulterà così al variare della frequenza simile alla caratteri-

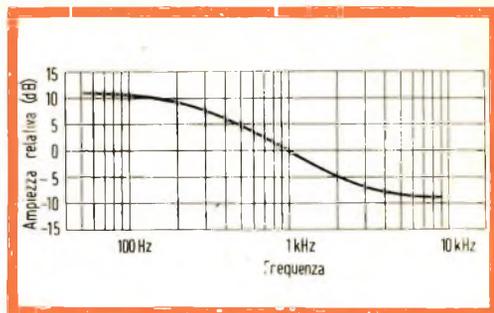


Fig. 4 - Caratteristica di registrazione standard (ampiezza in funzione della frequenza).

stica di registrazione. Il « gradino » presente nella caratteristica di riproduzione può essere eliminato se si impiega anziché un solo condensatore una rete di controreazione più complessa, costituita da $R_1 - C_2 - C_1$ (fig. 6).

Lo schema del preamplificatore è indicato in fig. 6. I transistori Tr_1 e Tr_2 che costituiscono l'amplificatore d'entrata sono accoppiati in continua, e al fine di stabilizzarne le condizioni di lavoro sono controreazionati in continua a mezzo della resistenza R_0 . La resistenza di emettitore non disaccoppiata R_{12} , riflette un'alta impedenza sul collettore di Tr_1 . Il guadagno in tensione di Tr_1 è quindi alto e permette l'impiego, per l'equalizzazione, di una rete di controreazione ad alta impedenza.

Con il commutatore posto su « testina magnetica » la resistenza R_0 unitamente all'induttanza della testina dà la caduta

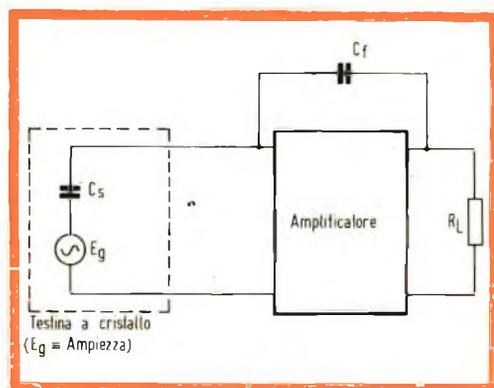


Fig. 5 - Equalizzazione per testine a cristallo.

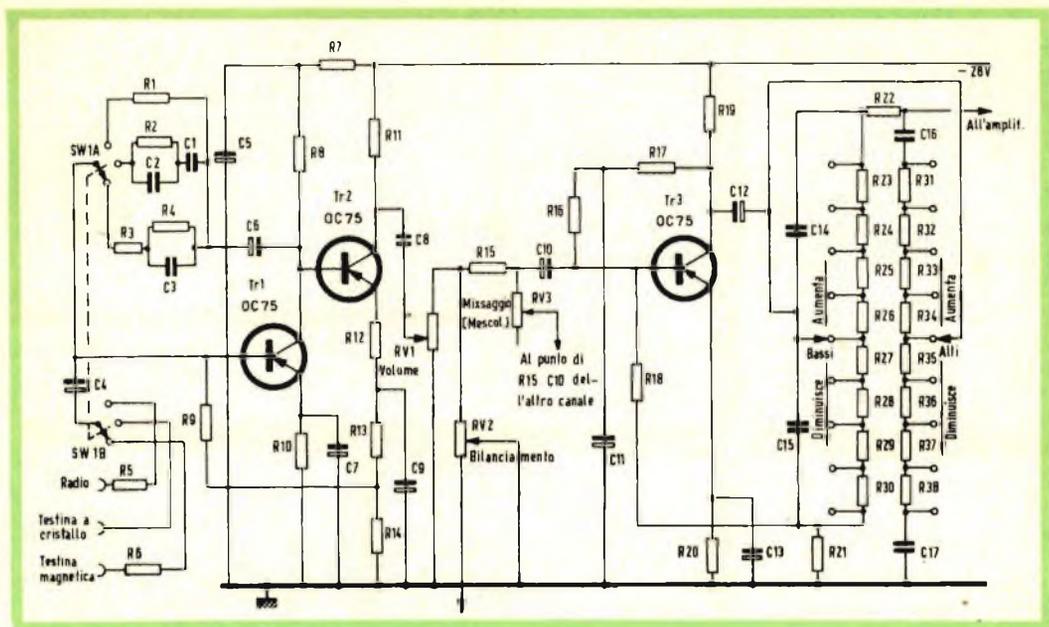


Fig. 6 - Schema elettrico del preamplificatore.

COMPONENTI

Transistori

Tr₁ OC75 Tr₂ OC75 Tr₃ OC75

Resistenze

Tutte le resistenze sono ad impasto di carbone, 1/8 W ± 5%

R ₁	8,2 kΩ	R ₂₃	680 Ω
R ₂	1,8 kΩ	R ₂₄	1,2 kΩ
R ₃	8,2 kΩ	R ₂₅	1,5 kΩ
R ₄	100 kΩ	R ₂₆	6,8 kΩ
R ₅	100 kΩ	R ₂₇	6,8 kΩ
R ₆	6,8 kΩ	R ₂₈	2,7 kΩ
R ₇	15 kΩ	R ₂₉	680 Ω
R ₈	33 kΩ	R ₃₀	470 Ω
R ₉	10 kΩ	R ₃₁	150 Ω
R ₁₀	4,7 kΩ	R ₃₂	270 Ω
R ₁₁	4,7 kΩ	R ₃₃	1,8 kΩ
R ₁₂	150 Ω	R ₃₄	8,2 kΩ
R ₁₃	220 Ω	R ₃₅	10 kΩ
R ₁₄	680 Ω	R ₃₆	120 Ω
R ₁₅	100 Ω	R ₃₇	68 Ω
R ₁₆	8,2 kΩ	R ₃₈	39 Ω
R ₁₇	8,2 kΩ	RV ₁	20 kΩ
R ₁₈	6,8 kΩ		potenz. log. da 1 W
R ₁₉	2,7 kΩ		(accopp. per lo stereo)
R ₂₀	470 Ω	RV ₂	25 kΩ
R ₂₁	820 Ω		potenz. lineare
R ₂₂	1,0 kΩ	RV ₃	25 kΩ
			potenz. log.

Condensatori

C ₁	0,068 μF	Poliestere	125 V
C ₂	0,033 μF	Poliestere	125 V
C ₃	0,033 μF	Poliestere	125 V
C ₄	40 μF	Elettrolitico	16 V
C ₅	25 μF	Elettrolitico	25 V
C ₆	40 μF	Elettrolitico	16 V
C ₇	100 μF	Elettrolitico	4 V
C ₈	40 μF	Elettrolitico	16 V
C ₉	400 μF	Elettrolitico	6,4 V
C ₁₀	40 μF	Elettrolitico	16 V
C ₁₁	25 μF	Elettrolitico	25 V
C ₁₂	40 μF	Elettrolitico	16 V
C ₁₃	400 μF	Elettrolitico	6,4 V
C ₁₄	0,22 μF	Poliestere	125 V
C ₁₅	0,47 μF	Poliestere	125 V
C ₁₆	0,047 μF	Poliestere	125 V
C ₁₇	0,47 μF	Poliestere	125 V

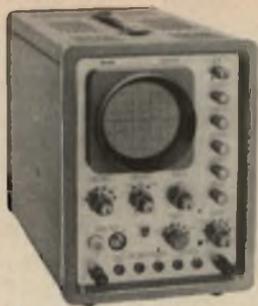


Oscilloscopio TV tipo GM 5600

APPARECCHI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO TV



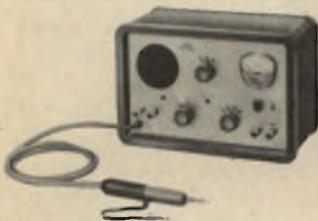
Voltmetro elettronico tipo GM 6000



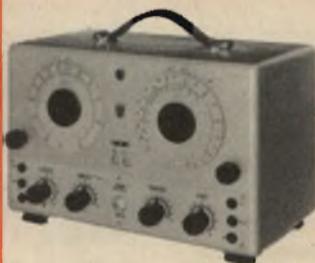
Oscilloscopio TV tipo GM 5601



Generatore AM/FM tipo PM 5320



Signal Tracer tipo GM 7600



Sweep Marker VHF-UHF
tipo GM 2877



Generatore geometrie VHF-UHF
tipo GM 2892

PHILIPS

S.p.A.

REPARTO PRODOTTI INDUSTRIALI TECNOLOGICI (PIT)
MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

Tester universale 40 k Ω /V
tipo P 817.00



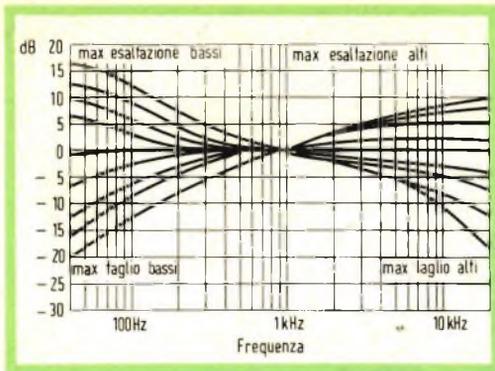


Fig. 7 - Caratteristiche dei comandi di tono del preamplificatore.

della risposta alle alte frequenze. Il valore di R_6 deve essere opportunamente variato in funzione della induttanza presentata dalle differenti testine come indica la seguente tabella.

L_3	R_6
200 mH	2,7 k Ω
300 »	4,7 »
400 »	5,6 »
500 »	6,8 »
600 »	8,2 »
700 »	10 »

L'equalizzazione della caratteristica di risposta dal lato delle basse frequenze è ottenuta mediante la reazione introdotta da R_3 e C_3 . La resistenza R_4 in parallelo a

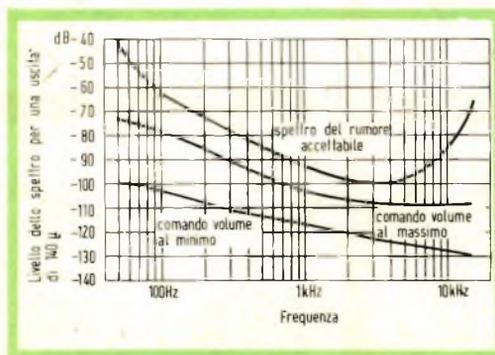


Fig. 8 - Spettro di rumore del preamplificatore in posizione « testina magnetica ».

C_3 riduce l'eccessivo guadagno alle frequenze molto basse.

Nella posizione del commutatore « testina a cristallo » l'equalizzazione è ottenuta mediante la rete composta da $R_2 - C_2 - C_1$. Il valore di questi componenti si adatta a testine che presentino una capacità maggiore di 500 pF. La frequenza inferiore di taglio è di circa 80 Hz, il che equivale all'impiego di una resistenza di carico di chiusura della testina di 5 M Ω nei circuiti convenzionali a valvole.

Nella posizione del commutatore contrassegnata « radio » il guadagno è determinato dalla resistenza R_1 , mentre la resistenza d'entrata dipende dalla resistenza R_5 ; quindi il valore di queste resistenze può essere scelto in modo da adattarsi ad ogni singolo caso.

L'amplificatore d'ingresso è seguito dal comando di volume e dai comandi di bilanciamento e mixaggio (mescolazione) nella versione stereo. Segue uno stadio amplificatore costituito dal transistor Tr_3 che alimenta i circuiti relativi ai comandi di tono. Attraverso la resistenza R_{18} viene applicata a quest'ultimo stadio una certa reazione negativa per ridurre la distorsione.

I comandi di tono per gli alti e i bassi sono ottenuti mediante commutatori a più posizioni, dato che questo sistema presenta il vantaggio di avere una curva di regolazione identica per ambedue i canali di un complesso stereo.

Inoltre i valori delle resistenze necessarie per ottenere accentuazioni o deaccentuazioni costanti sono tali che non sarebbe possibile l'impiego dei normali potenziometri, in quanto i circuiti dei comandi di tono fanno parte della rete di controreazione.

Con l'impiego dei potenziometri convenzionali nei comandi di tono con circuiti passivi, se si introduce una sufficiente controreazione per ridurre la distorsione, la perdita di guadagno risulterà maggiore rispetto alla soluzione adottata, e sarà necessario aggiungere un ulteriore stadio di amplificazione.

Al circuito di fig. 6 si possono aggiungere dei semplici filtri per le alte e le basse frequenze.

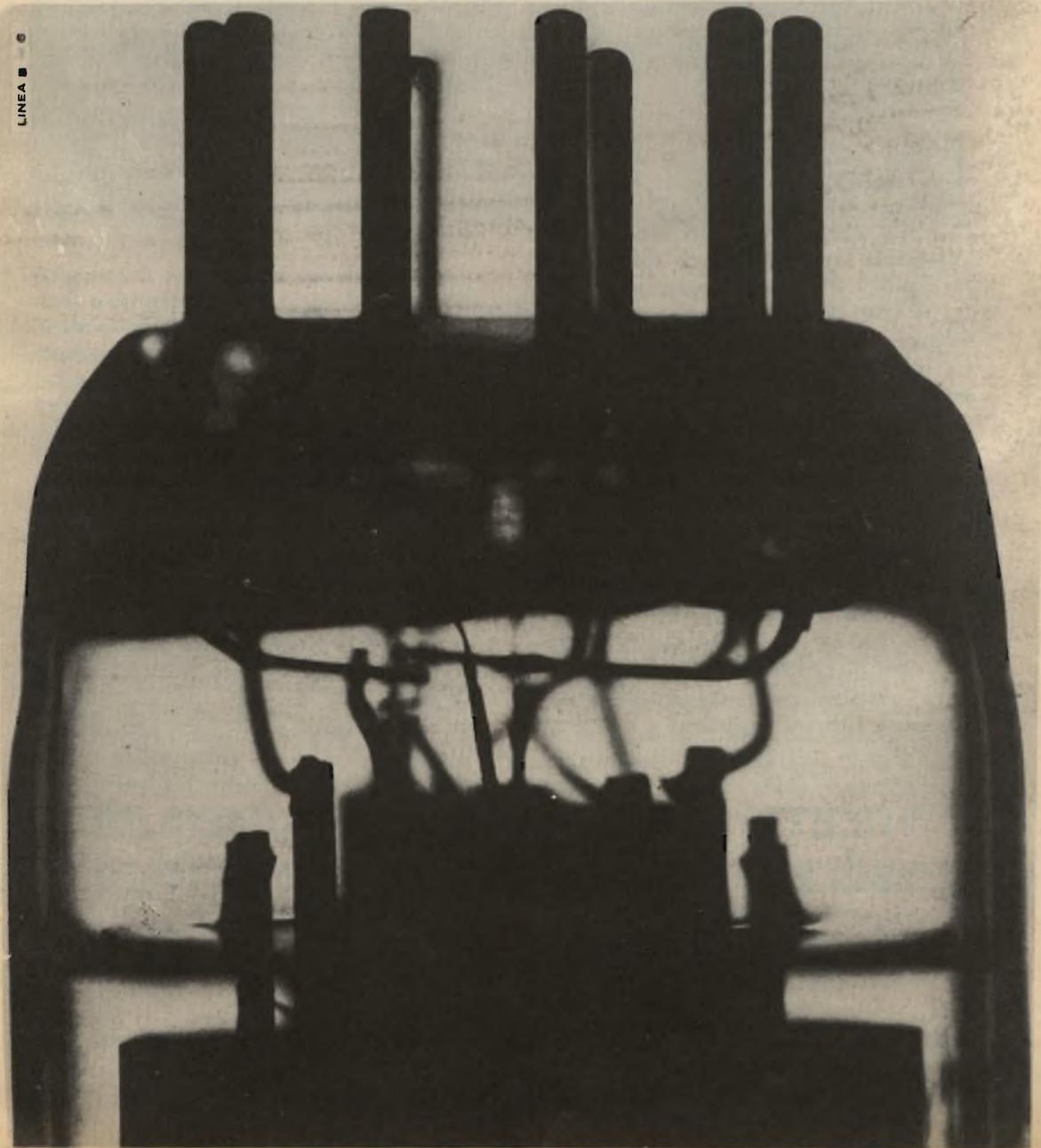
Direzione e Servizio Vendite - Milano Via Tempesta, 2 - Telefono: 4690427

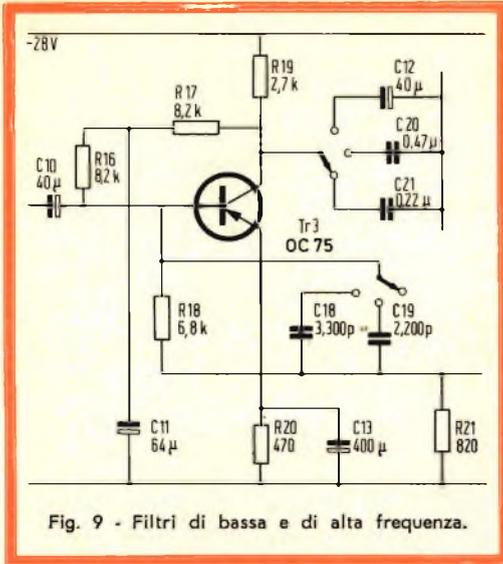


ATES

UN CONTROLLO, DUE CONTROLLI .. Centinaia sono le operazioni di controllo su ogni tubo elettronico prodotto dalla ATES. Risultato: assoluta uniformità al più alto livello qualitativo.

LINEA ■ G





La frequenza di taglio inferiore del preamplificatore è di circa 20 Hz; questo valore può essere aumentato diminuendo il valore del condensatore di accoppiamento C_{12} (fig. 9). I valori impiegabili sono:

$C_{20} = 0,48 \mu\text{F}$ per una frequenza di taglio inferiore di 50 Hz.

$C_{21} = 0,22 \mu\text{F}$ per una frequenza di taglio inferiore di 100 Hz.

La risposta alle alte frequenze può essere ridotta collegando in parallelo alla resistenza di controreazione R_{18} dei condensatori di valore opportuno in modo da costituire un filtro per le alte frequenze. I valori scelti sono:

$C_{18} = 3300 \text{ pF}$ per una frequenza di taglio superiore di 8 kHz.

$C_{19} = 2200 \text{ pF}$ per una frequenza di taglio superiore di 12 kHz.

La sensibilità del preamplificatore nella posizione « testina magnetica » è di 5 mV

per una corrente d'uscita di $140 \mu\text{A}$, ossia per la corrente necessaria a pilotare l'entrata di un amplificatore da 10 W in classe AB.

Corrispondentemente la sensibilità in posizione « testina cristallo » per una capacità della testina di 500 pF è di 500 mV mentre la sensibilità in posizione radio è di 100 mV.

La distorsione totale armonica ad 1 kHz in posizione « testina magnetica » è minore dello 0,05% per un segnale d'ingresso di 5 mV. Se il segnale in entrata viene aumentato a 50 mV ed il comando di volume girato indietro finché l'uscita rimane ancora $140 \mu\text{A}$, la distorsione armonica totale aumenta in questo caso fino allo 0,3%.

Le caratteristiche dei comandi di tono sono indicate in fig. 7 e coprono i seguenti campi:

Bassi: + 12 dB — 13 dB a 100 Hz

Alti: + 8 dB — 10 dB a 10 kHz.

Lo spettro del rumore con il comando di volume al minimo e al massimo è indicato in fig. 8. Lo spettro del rumore accettabile è riportato in diagramma presupponendo che alla corrente di $140 \mu\text{A}$ corrisponda un livello della pressione sonora di 90 dB che viene preso come soglia di riferimento. Come si vede il rumore è nettamente al di sotto dei limiti di uso normale.

Un ulteriore aumento di circa 3 dB può essere ottenuto sostituendo gli OC75 impiegati per i transistori Tr1 e Tr3 con degli AC107.

La corrente assorbita per una tensione di alimentazione di $24 \div 28 \text{ V}$ è di circa 12 mA.

(da "Wireless World")

G. Abussi

**VOLETE ASSICURARVI I 12 NUMERI DI
"SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV," ?**

ABBONATEVI !



Parte III

Il fonorivelatore stereofonico

Dopo aver visto come si possono incidere contemporaneamente due segnali nello stesso solco dell'incisione, bisogna ora chiarire come i segnali incisi sulle due pareti possono diventare due tensioni indipendenti che per mezzo del fonorivelatore verranno inviate all'amplificatore.

Se nel complesso illustrato in fig. 12, la punta d'incisione viene sostituita da una puntina di rivelazione e la si pone in una incisione del disco, compirà gli stessi movimenti della punta d'incisione; di conseguenza anche l'armatura della bobina farà gli stessi movimenti e indurrà nella bobina tensioni identiche a quelle applicate durante la registrazione.

Le tensioni indotte nella 1ª bobina sono dovute alle ondulazioni dell'incisione prodotte dalla testina d'incisione di destra, mentre nella 2ª bobina da quella di sinistra.

La realizzazione pratica di un fonorivelatore stereofonico è naturalmente più complessa del sistema ora spiegato.

Si prenda ad esempio il fonorivelatore mostrato nella fig. 20 esso ha due elementi di cristallo X_R e X_L , fissati nella parte posteriore nel blocco A e nella parte anteriore in un corpo di plastica a W accoppiato al corpo K.

La puntina di rivelazione è solidale con un supporto sottile che esce dalla testina del fonorivelatore e nella parte posteriore C è fissata in modo flessibile, così da poter seguire le ondulazioni della traccia del disco; nella parte centrale questo supporto resta appoggiato al punto P dell'armatura.

Se si fa scorrere la puntina in una incisione del tipo di quella di fig. 14, essa si muoverà nella direzione mostrata in fig. 22a. Il supporto solidale con la puntina trasmetterà le variazioni all'armatura con la quale è in contatto.

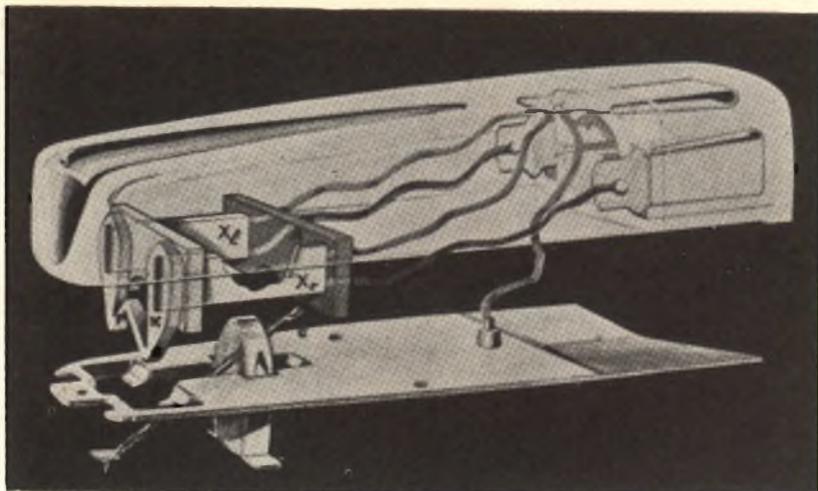


Fig. 20 - Vista particolareggiata del fonorivelatore stereofonico Philips tipo AG 3060.

I punti Q ed R sono completamente flessibili; quando P si muove in senso diagonale dall'alto verso sinistra, l'asta PQ viene tirata nella stessa direzione e l'armatura accoppiata a tale asta viene spostata in senso orario, di conseguenza l'elemento di cristallo X_R sarà sottoposto a una torsione.

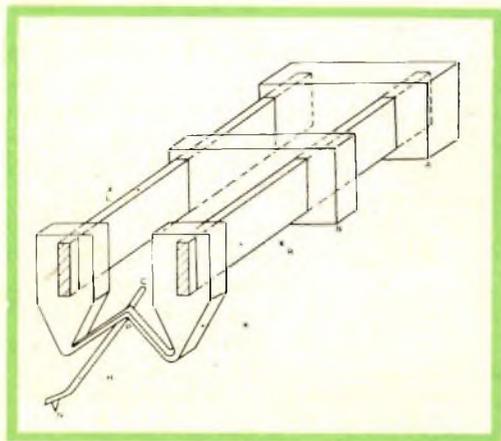


Fig. 21 - Vista schematica del fonorivelatore stereofonico di fig. 20.

A, B) blocchi per il fissaggio degli elementi di cristallo; C) supporto; K) corpo di accoppiamento; X_L) elemento di cristallo di sinistra; X_R) elemento di cristallo di destra; H) supporto solidale alla puntina di rivelazione.

Se invece l'estremità del supporto compie un movimento diagonale dal basso verso destra, anche l'asta PQ si sposta in quella direzione e l'armatura accoppiata a tale asta viene spostata in senso antiorario, imprimendo all'elemento di cristallo una torsione opposta alla precedente.

Le sollecitazioni prodotte dalle tensioni cui è sottoposto l'elemento di cristallo, generano in X_R una tensione alternata che è l'equivalente elettrico della modulazione incisa dalla testina di destra.

I movimenti del punto F non hanno nessuna influenza sull'elemento di cristallo X_L perchè PR ruota intorno al punto R senza influenzare X_L ; così esso non genera nessuna tensione quando è modulata la sola parete incisa dalla testina di destra.

La fig. 22b illustra il comportamento degli elementi di cristallo quando è modulata la sola parete incisa dalla testina di sinistra, in questo caso l'elemento X_R resta a riposo e X_L viene ruotato generando una tensione attraverso i suoi terminali.

I due cristalli sono contemporaneamente sottoposti a torsioni, quando entrambe le pareti dell'incisione sono modulate, essi generano così due tensioni che sono l'equivalente elettrico delle modulazioni del-

le corrispondenti incisioni, come si può vedere in fig. 22c. La modulazione ora descritta è una delle tante possibili, ma in linea di massima derivano tutte dagli stessi principi di base, anche quando si parla di fonorivelatori dinamici o magnetici.

Il fonorivelatore stereofonico deve soddisfare a tutti i requisiti validi per i fonorivelatori monofonici con in più le modifiche sopra descritte.

I fonorivelatori stereofonici, al contrario di quelli monofonici per i quali è consigliabile una cedevolezza verticale abbastanza alta, devono avere una cedevolezza molto alta, dell'ordine di 2×10^{-6} cm/dina.

L'estremità più sottile della puntina è dovuta al fatto che la pressione della testina del fonorivelatore deve essere minore che per i dischi monofonici per evitare un'eccessiva larghezza del solco, dovuta ai due segnali, e nello stesso tempo un consumo notevole del disco.

Il valore massimo di sicurezza della pressione che il fonorivelatore stereofonico deve esercitare sul disco è di 6 grammi e la cedevolezza deve essere di circa 2×10^{-6} cm/dina o anche 3×10^{-6} cm/dina. Durante la registrazione si deve fare molta attenzione perchè il segnale emesso dal microfono di sinistra non influenzi il canale di destra e viceversa.

Se accadesse questo inconveniente, l'effetto stereofonico verrebbe ridotto, in quanto i suoni appartenenti al canale di sinistra verrebbero riprodotti anche dall'altoparlante di destra e viceversa. La penetrazione di un segnale nel canale sbagliato è chiamata « cross-talk »; la parte di segnale che influenza il canale sbagliato dovrebbe essere, a una frequenza di 1000 Hz, inferiore di almeno 20 dB al segnale stesso; solo con frequenze di valore molto basso o molto alto si può tollerare una maggior percentuale di « cross-talk ».

In fig. 23, la linea tratteggiata **b** rappresenta la caratteristica di registrazione di un disco di prova che ha modulato solo la parete incisa dalla testina di sinistra.

La linea continua **a** rappresenta la caratteristica di uscita dell'elemento di sinistra della testina del fonorivelatore a cristallo Philips tipo AG 3060.

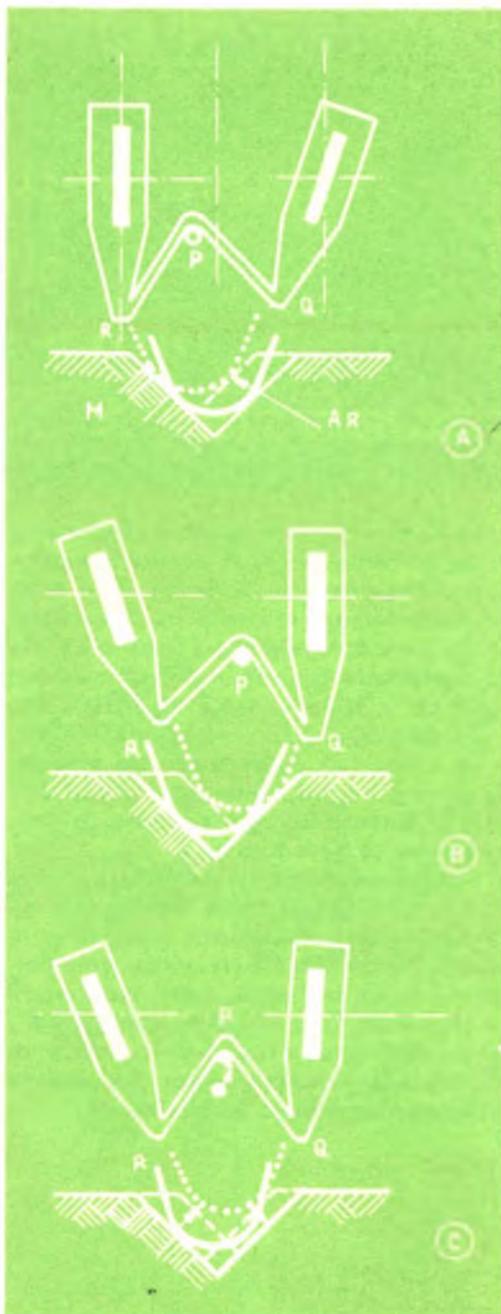


Fig. 22 - Schemi di principio di un fonorivelatore stereofonico:

A) la modulazione della parete di destra solleciterà l'elemento di cristallo di destra; **B)** la modulazione della parete di sinistra solleciterà l'elemento di sinistra; **C)** entrambi gli elementi di cristallo vengono sollecitati dalle modulazioni delle due pareti.

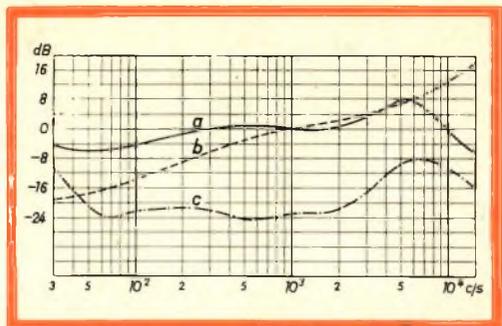


Fig. 23 - Caratteristiche di riproduzione di un fonorivelatore stereofonico Philips tipo AG 3060:

a) tensione di uscita di un elemento di cristallo sollecitato; b) caratteristica di un disco di prova; c) tensione di uscita di un elemento di cristallo non sollecitato.

La linea a tratto e punto c rappresenta la caratteristica di uscita dovuta a « cross-talk » dell'elemento di destra della testina. La differenza esistente fra le caratteristiche a e c è dovuta alla « cross-talk » che in questo caso equivale a -7 dB a 30 Hz, -18 dB a 100 Hz, -23 dB a 1000 Hz, -18 dB a 5000 Hz, e -9 dB a 15000 Hz.

La « cross-talk » non è causata solo dal fonorivelatore, ma anche dalla punta d'incisione durante la registrazione o dall'amplificatore in riproduzione.

Condizione essenziale per evitare « cross-talk », distorsione, usura del disco e altri spiacevoli inconvenienti è che la puntina del fonorivelatore sia esattamente perpendicolare alla superficie del disco; infatti se essa fosse fuori allineamento di soli 3° , si avrebbe una « cross-talk » iniziale di 23 dB e la separazione dei due segnali incisi ne risentirebbe sensibilmente.

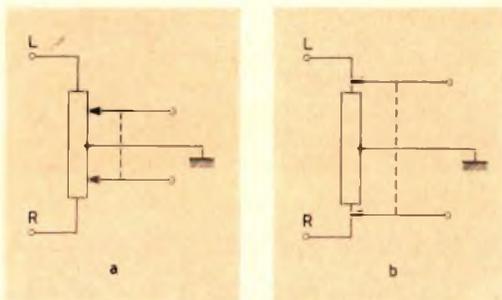


Fig. 24 - Circuiti di bilanciamento:

a) con potenziometri convenzionali; b) con potenziometri a mezza traccia.

Amplificatori

Per poter riprodurre le registrazioni stereofoniche, sono necessari due amplificatori di caratteristiche identiche, cioè essi devono avere curve di risposta in frequenza uguali e dare la stessa potenza d'uscita.

Quando un complesso stereofonico è formato da due amplificatori separati, si devono regolare i controlli di tono in modo che le loro caratteristiche di frequenza risultino uguali; mentre i controlli di volume devono dare la stessa intensità di suono in entrambi i canali, questo bilanciamento può essere fatto ad orecchio.

Il modo migliore di effettuare il bilanciamento a orecchio è di ascoltare la registrazione stereofonica del ticchettio di un orologio o di un suono simile, e regolare i controlli di volume fino a che il suono sembri provenire dal centro rispetto alla posizione dei due altoparlanti.

Se non si dispone di tale disco, si può fare il bilanciamento ascoltando attraverso il complesso stereofonico, un disco monofonico preferibilmente contenente una sola voce o un solo strumento musicale.

I complessi stereofonici comprendono due amplificatori uguali collegati fra loro, aventi il telaio e l'alimentatore in comune; i due potenziometri dei toni bassi sono accoppiati e comandati da un perno singolo, in modo che la risposta alle frequenze basse di entrambi i canali venga regolata contemporaneamente e abbia lo stesso valore. I controlli di volume e degli acuti sono regolati allo stesso modo.

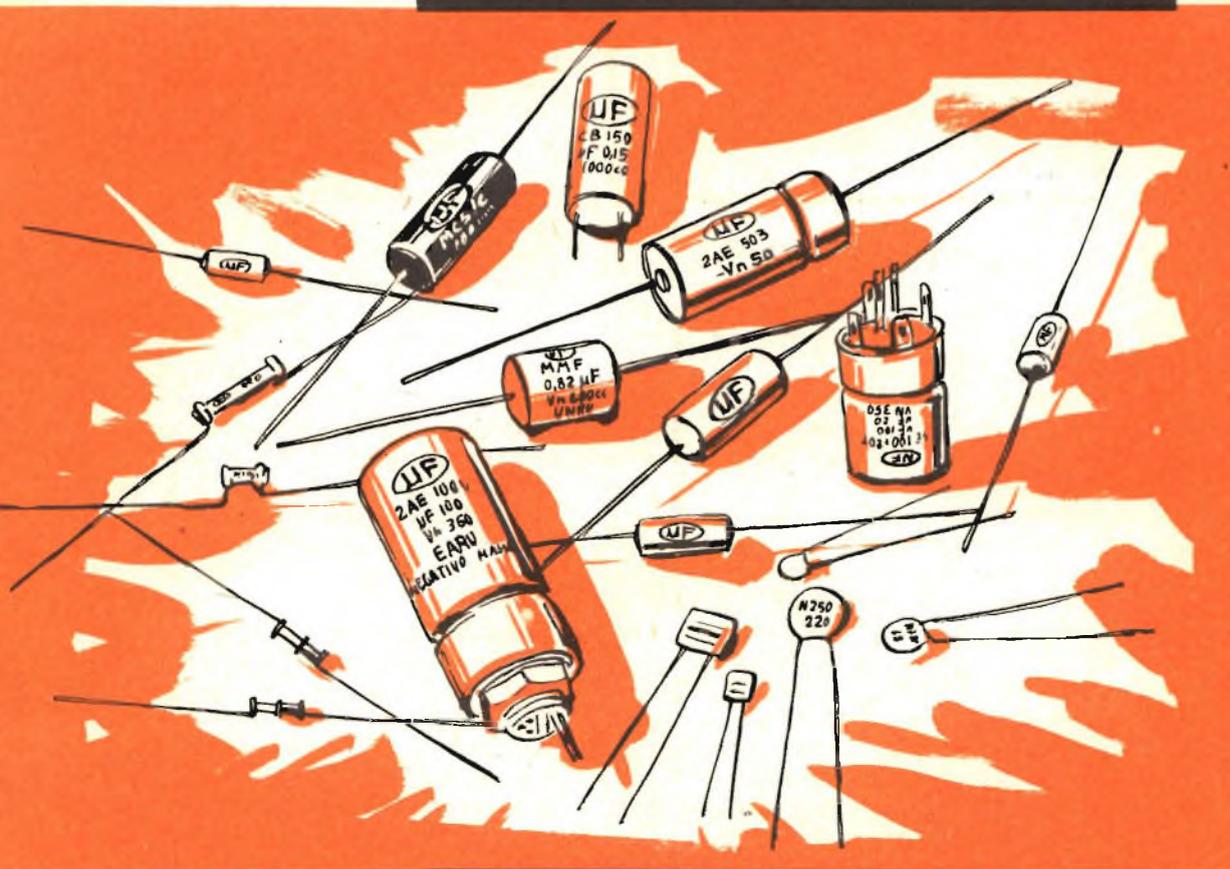
L'amplificatore stereofonico inoltre è dotato di un controllo di bilanciamento che lavora indipendentemente dal controllo del volume, esso consiste di due regolatori di volume che funzionano in senso opposto.

Per esempio, se il volume del canale di destra viene aumentato per mezzo del potenziometro P_R (fig. 24a), il volume del canale di sinistra verrà diminuito della stessa quantità dal potenziometro P_L ; di conseguenza il volume totale del suono rimane lo stesso ma nel canale di destra sarà più alto che nel canale di sinistra.

Ruotando il comando del potenziometro nell'altro senso si avrà l'effetto oppo-



condensatori per radio e televisione



s.p.a.

MICROFARAD

MILANO

Via Derganino, 18/20 - Tel. 3760401-2-3-4

Telegr. Microfaradfono - Telex 31536 Microfar

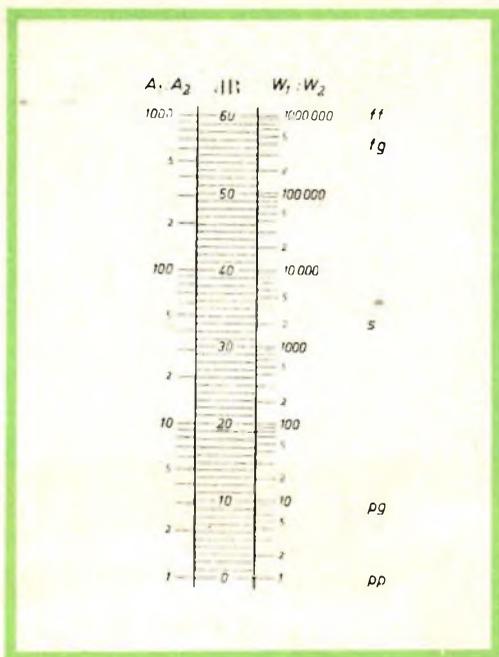


Fig. 25 - Scala in decibel. $A_1 : A_2$ = rapporti di tensione, corrente e pressione sonora; $W_1 : W_2$ = rapporti di potenza o intensità sonora; dB = decibel corrispondenti. Le lettere a destra della scala indicano i rapporti d'intensità sonora: di una orchestra in una sala da concerto pp = pianissimo; ff = fortissimo; di una riproduzione grammofonica pg ed fg = pianissimo e fortissimo; S è all'incirca il livello di una conversazione normale.

sto facilitando così il corretto bilanciamento fra i due canali.

Uno svantaggio di questo circuito è che nella posizione centrale del controllo di bilanciamento, i segnali di entrambi i canali vengono attenuati; di conseguenza il ronzio e il rumore di fondo che si genera negli amplificatori può diventare leggermente più elevato rispetto alla musica.

Il circuito di fig. 24b non presenta questo inconveniente, in esso metà delle tracce del potenziometro non hanno resistenza, quindi nella posizione centrale i segnali non vengono attenuati completamente e di conseguenza il rumore di fondo e il ronzio restano più bassi.

Quando si spostano i contatti, si attenua un solo segnale mentre l'altro non viene affatto influenzato, in questo modo si può regolare anche il bilanciamento sebbene

il volume totale del suono viene ridotto, quando il comando del controllo di bilanciamento non è nella posizione centrale.

La variazione massima del volume totale del suono è di soli 3 dB, questa si può calcolare per mezzo del grafico di fig. 25.

Se ogni canale dell'amplificatore eroga una potenza di 3 W, la potenza complessiva sarà di 6 W; quando uno dei canali è completamente escluso la potenza totale è ridotta a $W_2 = 3$ W, quindi $W_1/W_2 = 2$ e la variazione risultante di 3 dB (fig. 25) non causerà alcun effetto particolare.

In condizioni di lavoro inferiori alle normali, un canale dell'amplificatore non viene del tutto escluso, ma viene ridotta solo la potenza di uscita, così che la differenza del volume totale del suono non supera 1 o 2 dB, valore praticamente trascurabile.

La sensazione della direzione di un suono per le frequenze molto basse, è praticamente inesistente, questo fatto viene sfruttato nel progetto di complessi stereofonici economici.

Le frequenze più basse di entrambi i canali vengono riprodotte contemporaneamente da uno dei due amplificatori e da un solo altoparlante, mentre le frequenze medie e alte vengono riprodotte separatamente.

Le prime vengono riprodotte dallo stesso amplificatore e altoparlante che riproducono le note basse mentre le frequenze alte dall'altro canale con il relativo altoparlante.

In questo caso solo uno dei due amplificatori viene progettato per erogare la massima potenza e gli viene accoppiato un altoparlante che copre l'intera gamma di frequenza.

In fig. 26a è riprodotto lo schema elettrico di un filtro molto semplice, da usare con fonorivelatori ceramici o a cristallo; esso collega insieme i due canali per le frequenze basse e si può usare quando due circuiti formati da amplificatore e altoparlante, che abbiano una risposta alle frequenze basse diverse, lavorano contemporaneamente per la riproduzione stereofonica. Questo filtro può essere collegato al complesso senza bisogno di modificare

*...a La Spezia
la Sede della*



a disposizione della
clientela più esigente

Concessionario:
Giorgio Ghironi
via del Poggio, 9
Telefono 33.43.9



il circuito degli amplificatori, esso però non corregge le note basse se la risposta dell'amplificatore a questa frequenza non è soddisfacente.

Il circuito di fig. 26b è stato progettato in modo da far passare tutti i segnali di frequenza molto bassa di entrambi i canali a un solo amplificatore.

La capacità di C_1 è così bassa (2000 pF) che i segnali a frequenza inferiore a 300 Hz vengono attenuati prima di essere applicati alla griglia controllo di V_2 .

La capacità di C_2 al contrario è alta, (47000 pF) così che anche le frequenze più basse arrivano su V_4 senza subire attenuazioni. C_3 ha una capacità bassa (4 μ F), ciò significa che l'impedenza, in presenza di segnali di bassa frequenza, è alta.

Un segnale di bassa frequenza applicato alla griglia controllo di V_1 genera una corrente che passando attraverso la valvola e la resistenza R (1 k Ω) darà luogo a una tensione E_1 , che è circa uguale alla tensione di griglia di V_1 . Questa tensione si può considerare come se fosse applicata fra griglia a catodo di V_3 e sarà così amplificata da V_3 a V_4 .

Il condensatore C_3 previene lo svilupparsi di tensioni a frequenza alta attraverso la resistenza R di modo che i segnali di media e alta frequenza di un canale non vengano riprodotti dall'altro canale.

La migliore soluzione per avere ottimi risultati nella riproduzione stereofonica, è di avere due amplificatori e due altoparlanti perfettamente uguali; però se ci si accontenta di ottenere risultati discreti si possono fare alcuni arrangiamenti interessanti.

Per esempio si può ottenere un complesso stereofonico, accoppiando un grammofo e un apparecchio radio, a condi-

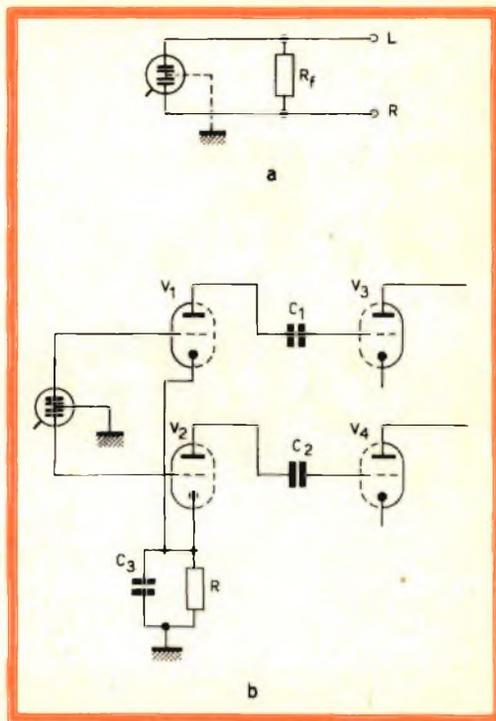


Fig. 26 - Circuiti di equalizzazione per la riproduzione dei toni bassi:

a) semplice filtro da impiegare con fonorivelatori piezoelettrici; per fonorivelatori a cristallo $R_f = 1 \text{ M}\Omega$; per fonorivelatori ceramici $R_f = 2 \text{ M}\Omega$; b) circuito amplificatore: $V_1 - V_3, V_2 \text{ e } V_4 = 2 \times \text{ECC } 83$.

zione che il giradischi sia costruito con l'attacco speciale per il collegamento del fonorivelatore stereofonico e che il peso del braccio sia sufficientemente basso.

Questi tipi di arrangiamenti oltre a dare riproduzioni stereofoniche soddisfacenti, comportano una spesa irrisoria per le modifiche da apportare ai due complessi.

(continua)

F. Toselli

LA TV NELLE STAZIONI FERROVIARIE

Nel prossimo autunno, su tutti i marciapiedi della stazione di Eindhoven (Olanda) verrà installato un impianto di televisione a circuito chiuso per segnalare gli orari dei treni. In passato erano già stati fatti alcuni esperimenti e considerato che i risultati sono stati ampiamente soddisfacenti è stato deciso di installare un impianto completo.

La prova era stata fatta con l'impiego di normali apparecchi riceventi. Per l'apparecchiatura definitiva i monitori saranno montati in custodie appositamente studiate, dotate di vetri-antiriverbero.

B.F. 1,2W

AMPLIFICATORE A SIMMETRIA COMPLEMENTARE

Si descrive un circuito di amplificatore con una potenza d'uscita di 1,2 W, alimentato a 9 V ed equipaggiato con il gruppo 40809. La stabilizzazione per la variazione della temperatura ambiente è effettuata con una resistenza NTC. Il funzionamento è stabile per una temperatura ambiente di 45°C. Con una tensione d'ingresso di 10 mV si ottiene la potenza d'uscita di 1,2 W con una distorsione armonica del 10%. La banda passante a -3 dB è compresa fra 130 e 10.000 Hz.

L' amplificatore è composto di tre stadi accoppiati fra loro in corrente continua:

Stadio d'uscita a simmetria complementare funzionante in classe B equipaggiato con la coppia AC 127/128.

Stadio pilota equipaggiato con un AC128

Stadio preamplificatore equipaggiato con un AC 127.

Questi quattro transistori formano nel loro assieme un gruppo denominato 40809 che, mediante particolari criteri di selezione, offre i seguenti vantaggi:

— Bassa dispersione nei guadagni.

— Risparmio di componenti rispetto ai normali circuiti ad accoppiamento R.C., dovuto all'accoppiamento in corrente continua.

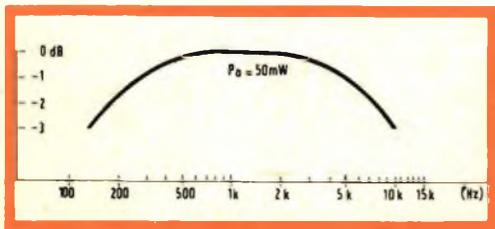


Fig. 1 - Curva di linearità misurata a 50 mW.

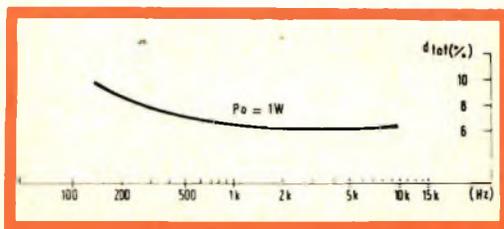


Fig. 2 - Curva di distorsione misurata con una potenza di uscita di 1 W.

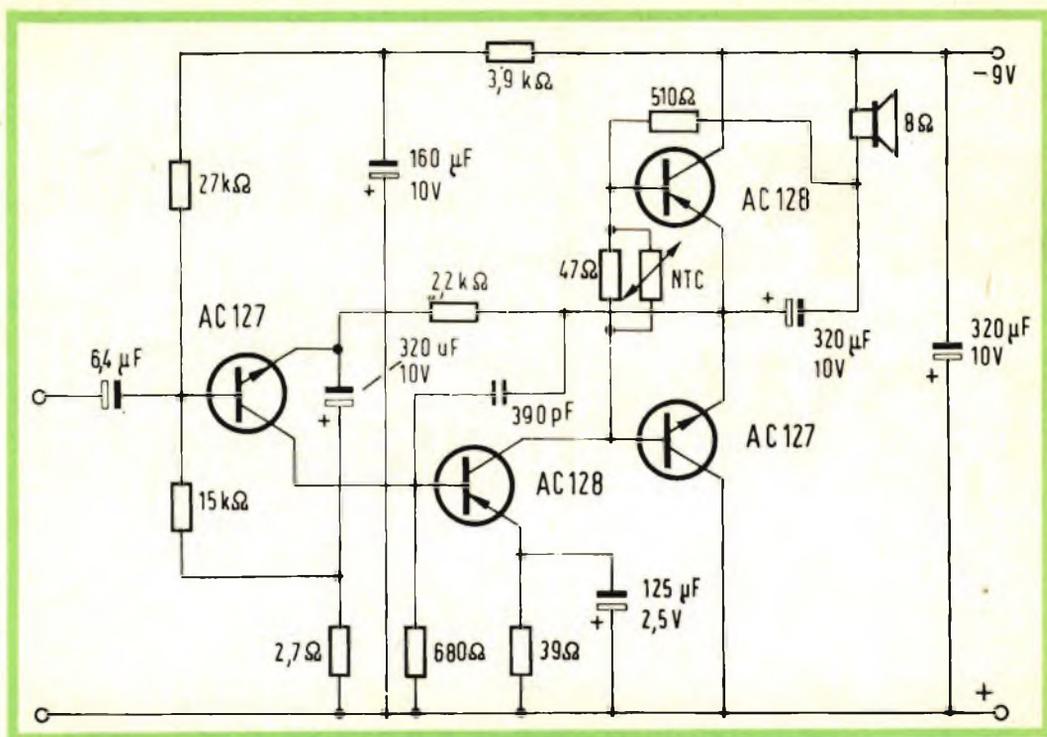


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore a simmetria complementare da 1,2 W.

— Basso rumore del transistore di ingresso.

Per ottenere il massimo guadagno di potenza sono state eliminate le resistenze di emettitore dello stadio finale.

La stabilità termica è assicurata da una resistenza NTC tipo B8.320.01P/130 la

quale provvede a ridurre la tensione fra le basi dei transistori finali all'aumentare della temperatura ambiente in modo da limitare entro un intervallo relativamente ristretto la corrente di riposo dei transistori stessi.

La corrente di riposo a 25 °C è di $4 \div 5$ mA ed aumenta fino a circa 10 mA con una temperatura ambiente di 45 °C.

La corrente del transistore pilota è limitata a $7 \div 8$ mA valore sufficiente per pilotare al massimo i transistori finali.

Il preamplificatore è polarizzato per una corrente di $0,7 \div 0,8$ mA.

L'assorbimento senza segnale è di $13 \div 14$ mA (25 °C). Per una potenza di 1,2 W l'assorbimento è di 170-180 mA.

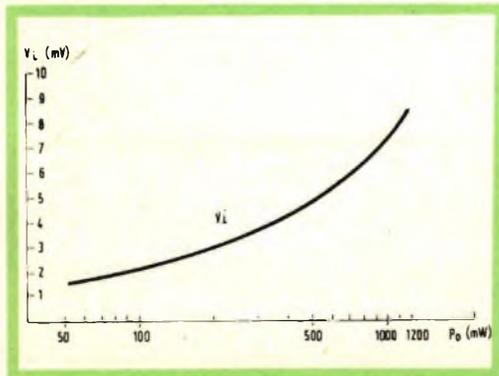


Fig. 4 - Curva di sovraccarico in funzione della potenza d'uscita.

Prestazioni

— Impedenza di carico: 8 Ω

— Tensione di alimentazione: 9 V

If It's Plastic It can be repaired in minutes With

Plas-T-Pair

The First & Only

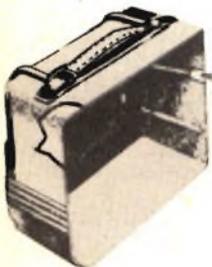
PRICE ONLY

Plastics Repair Kit

Makes Repair Easier and Better

Missing Parts

can be poured on, using foil for a form or molded on as a plastic dough.



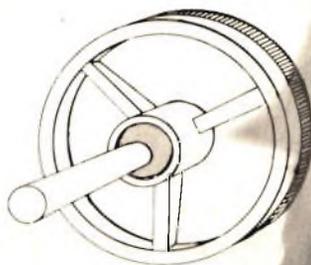
New Screw Post in one minute

MIX AND POUR OVER BREAK:

Radio cabinets which have been broken in half can easily be repaired so well that it is practically impossible to see where the break was.



This Knob ...



was repaired in less than one minute of working time

Try it ... Test it

Seeing is Believing

This knob was repaired as follows:

- Spray powder into shaft hole
- Wet with a few drops of the liquid
- Let set a few minutes to jell
- Push onto greased shaft



repair

SOLDER GUNS
V.O.M. CASES
REPAIR CLOCKS
REFRIG. TRAYS
TOYS
HAIR BRUSHES
APPLIANCES
OPTICAL FRAMES
DENTURES
TYPEWRITERS

TOOLS
AUTOMOTIVE
PLASTIC PARTS
BOATS
PLEXIGLAS
AIRCRAFT
INSTRUMENTS
LEATHER
WOOD
FISHING TACKLE

Your customers will thank you for telling them about it.

Il « Plas-T-Pair » è un prodotto U.S.A. e viene distribuito in Italia dalla G.B.C. in 3 formati:

Formato	piccolo	L/836	prezzo listino	L. 2550
	»	medio	L/337	» » L. 4650
	»	grande	L/838	» » L. 9800

È un ritrovato formidabile che ogni laboratorio deve avere in dotazione.

— Sensibilità:

V_i (mV)	P_o (mW)	d_{tot} (%)
$1,4 \div 1,7$	50	$0,7 \div 1,2$
$8 \div 10$	1200	$8 \div 10$

— Banda passante (rispetto 1 kHz e 50 mW): compresa fra 130 e 10.000 Hz.

— Impedenza d'ingresso: circa 5.000 Ω .

— Reazione negativa: 4 dB.

Per garantire il funzionamento stabile e continuo anche nella condizione di massima dissipazione, i transistori finali devono essere fissati mediante un'aletta tipo 56226 su di una piastra di alluminio di almeno 12,5 cm² di superficie.

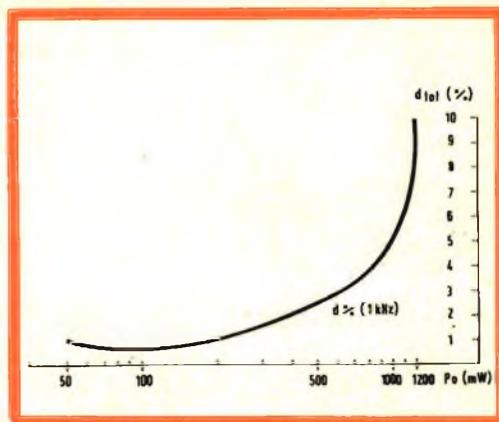


Fig. 5 - Distorsione armonica misurata a 1000 Hz.

(“ Laboratorio Applicazioni Philips ”)

L'INVENZIONE DI UN TECNICO FRANCESE

La cinepresa diventa alla portata di tutti

I cineamatori diventeranno sempre più numerosi grazie ad un tecnico francese (già titolare di numerosi dispositivi ottici adottati dalla Difesa nazionale e dal Commissariato all'energia atomica) inventore di una cinepresa che sarà la meno cara del mondo. La sua cinepresa, infatti, funziona senza motore, nè meccanico, nè elettrico. E' un po' l'uovo di Colombo, ma bisognava pensarci. Al posto del motore, l'inventore — che si chiama Alphonse Martin — «utilizza una piccola calamita ed un relais» alimentato da una pila miniaturizzata. La calamita, grazie all'impulso del relais, effettua un quarto di giro facendo avanzare la pellicola, poi ritorna al suo punto di partenza, per ricominciare.

E' un po' il movimento del bilanciere in un meccanismo d'orologeria, lo stesso sistema suppergiù utilizzato per gli orologi elettrici. Il dispositivo occupa uno spazio di gran lunga inferiore a quello dei motori elettrici o meccanici utilizzati normalmente nelle cineprese. Per di più, funziona con maggiore regolarità e il suo costo è minimo, ciò che metterà le cineprese alla portata delle borse più modeste. L'inventore ha pure ideato un dispositivo che consentirà ai cineamatori di realizzare con poca spesa pellicole sonore. Ha modificato, cioè, i nastri magnetici in modo che gli impulsi magnetici del nastro vengano comunicati al motore della cinepresa. In tal modo, la sincronizzazione tra suono e immagine è perfetta. Naturalmente l'invenzione richiede, da parte dei fabbricanti di nastri magnetici, opportuni adattamenti.

Il «cuore magnetico» (così l'inventore ha battezzato il suo dispositivo che sostituisce il motore elettrico o meccanico delle cineprese) può essere adattato ad apparecchi per film di 8 o di 16 millimetri.

5 W

27 MHz

TRASMETTITORE

MOBILE

di J. Siemensma

Si descrive un trasmettitore ibrido operante nella banda dei 27 MHz. È equipaggiato con due transistori AF 118 collegati in parallelo in un circuito oscillatore controllato a quarzo, e con il tubo YL 1000 come amplificatore di potenza. La potenza di uscita è 3,3 W e il tempo di riscaldamento del filamento del tubo è inferiore a 0,5 secondi. Il livello del ronzio e del fruscio è 60 dB al disotto della portante. Il trasmettitore può essere modulato in ampiezza fino al 100% senza apprezzabile distorsione. Nell'amplificatore modulatore sono stati impiegati due transistori AD 139. Il convertitore c.c. impiega due transistori AC 128 ed ha un rendimento dell'88%.

Il circuito oscillatore è un classico Collpitts dove per ricavare la potenza di uscita richiesta vengono impiegati due transistori AF 118 montati in parallelo.

La frequenza dell'oscillatore è controllata mediante la terza armonica di un cristallo di quarzo montato in un circuito risonante in serie. La reazione è ottenuta mediante L_3 e C_6 che provvedono alle necessarie ruotazioni di fase e attenuazioni del segnale presente sul collettore del transistor AF 118.

L_1 e C_2 in parallelo sono dimensionati in modo da rendere impossibile l'oscillazione alla frequenza fondamentale del quarzo. La potenza di uscita dell'oscillatore è 110 mW. I due transistori AF 118 possono essere impiegati senza alette di raffreddamento.

Qui sotto diamo i dati tecnici di funzionamento dell'oscillatore:

$$\begin{aligned} V_{cc} &= -12,1 \text{ V} & I_c &= -20,9 \text{ mA} \\ V_{bc} &= 0 \text{ V} & I_b &= -0,21 \text{ mA} \end{aligned}$$

Il consumo complessivo è 26,5 mA alla tensione di 13,8 V.

Amplificatore finale

Nello stadio finale è stato impiegato il tubo ad accensione rapida YL 1000, funzionante in classe C. La potenza d'ingresso anodica in c.c. non supera i 5 W. Con questa potenza d'ingresso si ottiene su di un carico di 50 Ω una potenza di uscita di 3,3 W, ciò significa un rendimento anodico del 66%.

In questo caso il consumo complessivo del trasmettitore, incluso il convertitore, è 8,53 W per cui il rendimento complessivo è 38,7%.

Qui di seguito forniamo i principali dati elettrici riguardanti questo stadio:

$$\begin{aligned} V_a &= 198 \text{ V} & I_{g2} &= 3,53 \text{ mA} \\ V_{g2} &= 120 \text{ V} & I_{g1} &= 0,43 \text{ mA} \\ V_{g1} &= -36 \text{ V} & W_o &= 3,3 \text{ W} \\ W_{dr} &= 0,11 \text{ W} & W_{ia} &= 5 \text{ W} \\ I_a &= 25,2 \text{ mA} & W_{g2} &= 0,42 \text{ W} \end{aligned}$$

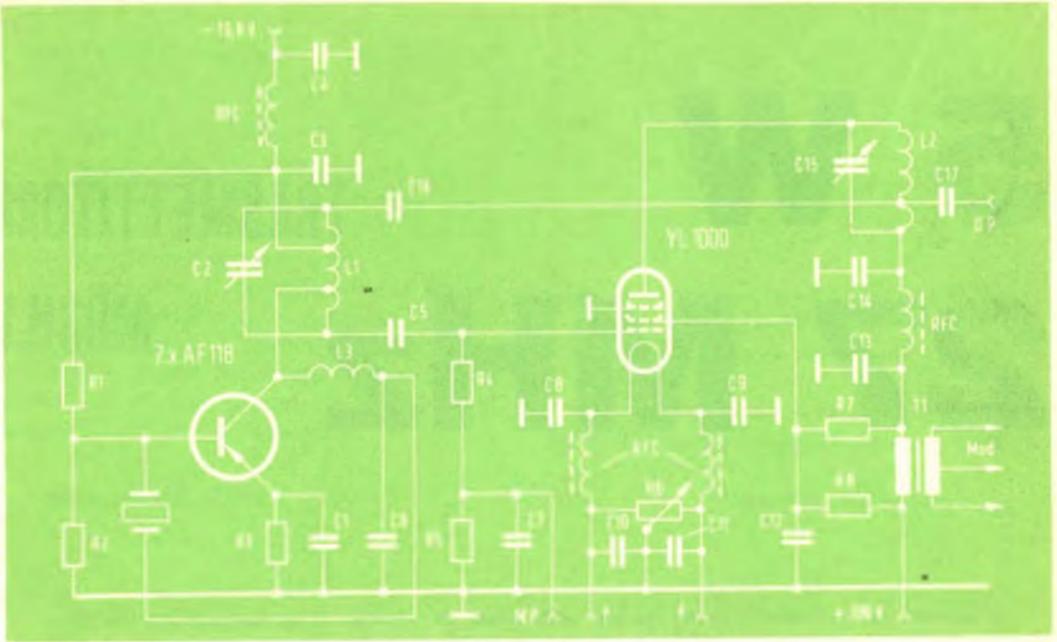


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore ibrido funzionante alla frequenza di 27 MHz e potenza di uscita di 3,3 W.

Componenti

$R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 330 \ \Omega$
 $R_3 = 82 \ \Omega$
 $R_4 = 82 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 100 \ \Omega$ (potenziometro)
 $R_7 = 39 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 56 \text{ k}\Omega$

$C_{1-3-4-5-7-8-9-10-11-14} = 3,9 \text{ nF}$
 $C_2 = 25 \text{ pF}$ (trimmer)
 $C_6 = 12 \text{ pF}$
 $C_{12} = 1 \text{ nF}$
 $C_{13} = 1 \text{ nF}$
 $C_{15} = 25 \text{ pF}$ (trimmer)
 $C_{16} = 15 \text{ pF}$
 $C_{17} = 3,9 \text{ nF}$

RFC = VK 200 - 10/3B

$L_1 = 13$ spire di filo di rame smaltato da 1 mm \varnothing ; diametro supporto $d = 12$ mm presa sulla 1 e sulla 2,6 spira a partire dall'alto.

$L_2 = 13$ spire di filo di rame smaltato da 1 mm \varnothing ; diametro supporto $d = 12$ mm presa sulla 1,6 spira a partire dal lato « freddo ».

$L_3 = 2,7 \ \mu\text{H}$

$T_1 =$ vedi componenti dell'amplificatore-modulatore.

$X =$ cristallo di quarzo: $f = 27,0750 \text{ MHz}$.

Il filamento è alimentato con una tensione a onda quadra. Il livello della modulazione di ampiezza ammonta a 0,1% e può essere regolato al minimo mediante il potenziometro R_6 (fig. 1). La neutralizzazione è ottenuta mediante l'impiego di C_{16} .

Si è potuto riscontrare sperimentalmente che il circuito non entra in oscillazione quando C_{16} ha un valore compreso tra 4,7 e 22 pF. La massima uscita si ha quando C_{16} ha il valore di 15 pF; si è pertanto inserito un condensatore fisso di questo valore. La modulazione di ampiezza è ef-

fettuata nel circuito anodico e di griglia schermo. Il tempo di riscaldamento del filamento per una potenza di uscita del 50% è 0,46 sec.

Convertitore c.c.

Per avere le tensioni richieste dall'amplificatore di potenza viene impiegato un convertitore per c.c. il cui schema elettrico è riportato in fig. 3. Il convertitore è formato da un oscillatore push-pull e da un circuito raddrizzante secondo il noto principio di Debon. La tensione di alimentazione è 13,8 V.

Nell'oscillatore push-pull vengono impiegati due transistori AC 128. Il circuito entra spontaneamente in oscillazione a causa della tensione di polarizzazione leg-

germente negativa ricavata dal partitore R_{19}/R_{20} e applicata alle basi dei transistori. Il convertitore durante i primi istanti di funzionamento risulta fortemente caricato dalla corrente di carica dei condensatori C_{25} e C_{26} e dalla corrente di accensione del filamento del tubo finale. Per assicurare durante questi primi istanti il corretto funzionamento dell'oscillatore viene inserito nel circuito di base il condensatore C_{23} che provvede a fornire una tensione di polarizzazione aggiuntiva alle basi dei transistori nei primi istanti di funzionamento.

Per impedire che si producano tensioni elevate sui collettori dei transistori dovute all'induttanza dispersa del trasformatore, viene inserito sull'avvolgimento secondario un condensatore (C_{24}) con basso valore di capacità.

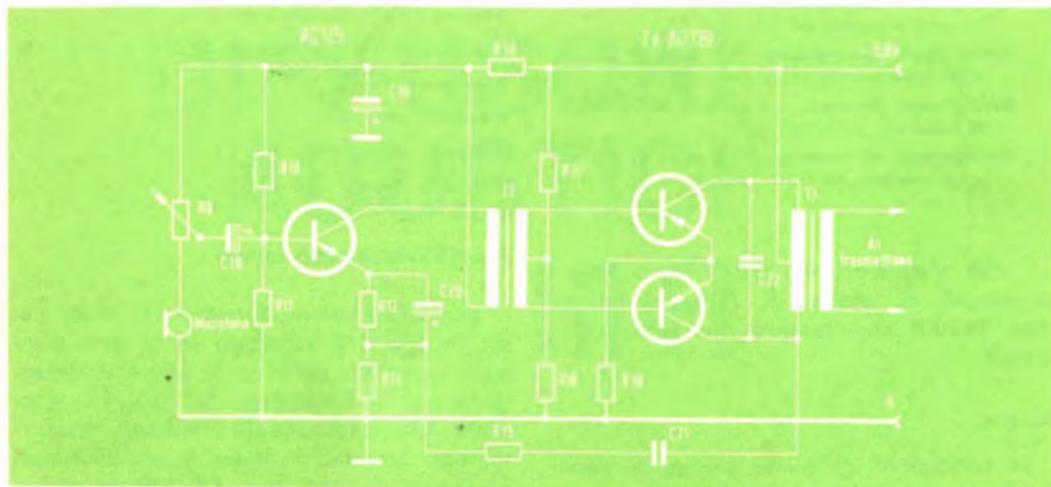


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore-modulatore.

Componenti

$R_9 = 1 \text{ k}\Omega$	$C_{18} = 2,5 \text{ }\mu\text{F}, 16 \text{ V}$
$R_{10} = 18 \text{ k}\Omega$	$C_{19} = 100 \text{ }\mu\text{F}, 16 \text{ V}$
$R_{11} = 15 \text{ k}\Omega$	$C_{20} = 100 \text{ }\mu\text{F}, 16 \text{ V}$
$R_{12} = 2,7 \text{ k}\Omega$	$C_{21} = 0,33 \text{ }\mu\text{F}$
$R_{13} = 22 \text{ }\Omega$	$C_{22} = 68 \text{ nF}$
$R_{14} = 120 \text{ }\Omega$	
$R_{15} = 6,8 \text{ k}\Omega$	
$R_{16} = 6 \text{ }\Omega$	
$R_{17} = 680 \text{ }\Omega$	
$R_{18} = 1 \text{ }\Omega$	

- T₁ : **Nucleo**: vedi fig. 5: traferro 2 x 0,3 mm.
Primario: 2 x 208 spire di filo di rame smaltato da 0,55 mm \varnothing
Secondario: 3100 spire di filo di rame smaltato da 0,14 mm.
- T₂ : **Nucleo**: vedi fig. 5: senza traferro.
Primario: 1300 spire di filo di rame smaltato da 0,09 mm.
Secondario: 2 x 206 spire di filo di rame smaltato da 0,30 mm.

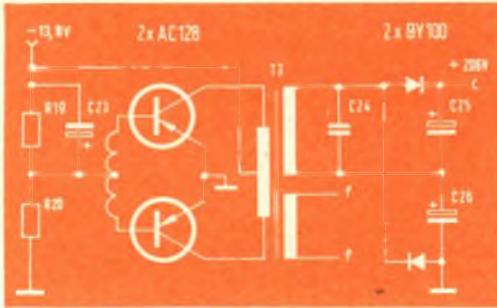


Fig. 3 - Schema elettrico del convertitore c. c.

Componenti	$C_{23} = 10 \mu F$
	$C_{24} = 3,3 nF$
$R_{19} = 1,5 k\Omega$	$C_{25} = 8 \mu F 300 V$
$R_{20} = 120 \Omega$	$C_{26} = 8 \mu F 300 V$

T_1 : Nucleo : M 42 Ferroxcube 3E1

Avvolgimento del collettore: 2 x 50 spire di filo di rame smaltato da 0,8 mm \varnothing

Avvolgimento alta tensione: 400 spire di filo di rame smaltato da 0,35 mm \varnothing

Avvolgimento filamento: 4,5 spire di filo di rame smaltato da 1,20 mm \varnothing

Avvolgimento di reazione: 2 x 5 spire di filo di rame smaltato da 0,20 mm \varnothing

I due transistori AC 128 devono essere muniti di alette di raffreddamento (tipo 56200) che saranno montate sullo chassis.

Misure

In condizioni di pieno carico, le tensioni di uscita del convertitore sono rispettivamente 206 V_{c.c.} per la tensione

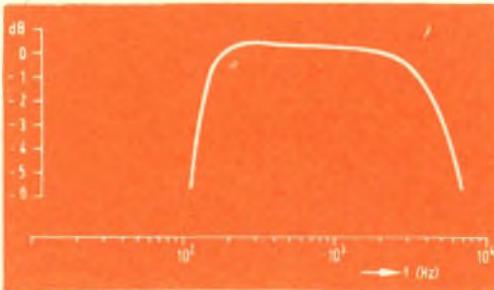


Fig. 4 - Curva di risposta di frequenza alla profondità di modulazione del 10%

anodica e di griglia schermo, e 1,16 V_{eff.} per la tensione di accensione del filamento. Lo stadio finale consuma complessivamente 28,7 mA per la corrente anodica e di griglia schermo, e 1,08 A per la corrente di accensione del filamento. Il convertitore pertanto fornisce una potenza di uscita di 7,16 W. Il consumo di corrente ammonta a 592 mA pari ad una potenza di 8,17 W. Il rendimento sarà quindi dell'87,6%. La frequenza di lavoro è circa 1045 Hz. La sorgente di tensione di 200 V ha una alternata residua di 150 mV e una resistenza interna di 170 Ω .

Qui di seguito riportiamo i risultati delle misure effettuate:

Uscita 28,7 mA alla tensione di 206 V = 5,91 W
1,08 A alla tensione di 1,16 V = 1,25 W

Potenza d'uscita complessiva = 7,16 W

Ingresso 592 mA alla tensione di 13,8 V = 8,17 W

Rendimento 87,6%

Frequenza 1045 Hz

Alternata residua 0,15 V

Resistenza interna 170 Ω

Amplificatore-modulatore

L'amplificatore-modulatore ha due stadi. In fig. 2 è riportato lo schema elettrico. Il primo stadio è il pilota equipaggiato con il transistore AC 125. È accoppiato allo stadio finale mediante trasformatore. Lo stadio finale è un push-pull equipaggiato con due AD 139 in classe B. L'amplificatore fornisce una potenza di uscita di 2,5 W in un carico di 7500 Ω ; la distorsione armonica è del 3%.

Una reazione di tensione del valore di 6 dB è ottenuta attraverso R_{13} , R_{15} e C_{21} . La curva di risposta in frequenza è limitata nella parte superiore del condensatore C_{22} e in parte dalla capacità dell'avvolgimento secondario di accoppiamento al trasmettitore.

Questo amplificatore può modulare il trasmettitore al 100% senza apprezzabile distorsione (< 5%). Con profondità di modulazione del 90% la distorsione armonica totale è del 3,3%.

A/800

Completo di altoparlanti
Potenza: 10 W
Campo di
frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/149-2
N. 1 Tweeter tipo A/450
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni
d'ingombro: 498 x 278 x 152
Prezzo di listino L. 23.900



DIFFUSORI ACUSTICI HI-FI

A/801

Completo di altoparlanti
Potenza: 12 W
Campo di
frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/499-2
N. 1 Tweeter tipo A/450
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni
d'ingombro: 600 x 345 x 152
Prezzo di listino L. 29.900



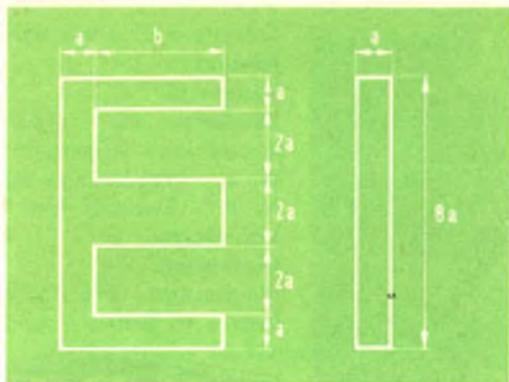


Fig. 5 - Dimensione e forma dei lamierini dei trasformatori T_1 e T_2 .

	a	b	pacco	
T_1	6,25	27,4	20	mm
T_2	3,2	17,2	9	mm

I due transistori AD 139 devono essere montati su di un radiatore dello spessore di 1,5 mm e con superficie di almeno 20 mm². Il transistoro pilota AC 125 non ha bisogno di radiatore.

Qui sotto diamo i dati tecnici principali dell'amplificatore:

	senza pilotaggio		a pieno pilotaggio	
			(2,5 W uscita)	
Pilota	— V_{ce}	7,9	7,9 V	
	— I_c	2,17	2,17 mA	
	i_b	0	16 μ A eff.	
Amplificatore finale	— V_{ce}	13,8	13,5 V	
	— I_c	2x7,5	2x140 mA	
Assorbimento complessivo		38	303 mA	
Rendimento			65%	

Potenza assorbita

Senza modulazione il consumo di corrente complessivo ammonta a 656 mA alla tensione di 13,8 V corrispondente ad una potenza di 9,06 W.

Quando il trasmettitore viene modulato al 90% con un segnale di 100 Hz, il consumo complessivo di corrente sale a 912 mA, corrispondente ad una potenza di 12,6 W.

(Progetto realizzato da J. Siemensma dell' "Electronic Application Laboratory Philips")

L. C.

IL LANCIO DA ZONE COSTIERE MIGLIORA LE RADIO-COMUNICAZIONI CON I SATELLITI

Ben presto verrà dimostrato sperimentalmente un sistema per ottenere radio-comunicazioni con maggior sicurezza sull'acqua, con frequenze relativamente basse (dell'ordine di 5 Megahertz). E. O. Willoughby dell'Università di Adelaide, in Australia, propone di spostare i trasmettitori dell'entroterra (usati per comunicazioni internazionali) verso località costiere. Questi trasmettitori — in tal caso — dovrebbero essere in grado di irradiare onde a polarizzazione verticale, dirette in modo da allontanarsi dalla superficie dell'oceano.

Il guadagno massimo dei segnali radio attraversanti l'oceano è pari a 14 decibel, il che corrisponde ad un guadagno di tensione pari a 5, rispetto a quello di un impianto nel quale viene adottata un'antenna a dipolo a mezza onda nello spazio libero. Il sistema per comunicazioni al di là dell'oceano ricorre ad un angolo che risulta abbassato di due o tre gradi al di sotto della linea orizzontale. I sostegni relativi dell'antenna non devono necessariamente superare i 40 metri di altezza.

Verrà effettuata una dimostrazione della maggiore sicurezza derivante da questa tecnica di trasmissione oltre l'oceano, durante l'attuale periodo di attività ridotta delle macchie solari, in cui la frequenza critica è di valore basso; durante questo periodo, i segnali aventi una frequenza leggermente maggiore si allontanano dal mare in direzione tale da attraversare la ionosfera, perdendosi nello spazio.

ANTENNE RICEVENTI PER OC

Una buona ricezione delle onde corte non dipende solamente dalla bontà dell'apparecchio ricevente ma anche dall'antenna che si utilizza.

Se il ricevitore è posto a grande distanza dal trasmettitore, è sempre consigliabile usare un'antenna esterna. Esami-

neremo ora vari tipi d'antenna con le loro proprietà e i loro vantaggi.

1 - Antenna ad asta verticale

Questo tipo di antenna può ricevere la maggior parte delle bande trasmesse; essa ha sensibilità uguale in tutte le direzioni.

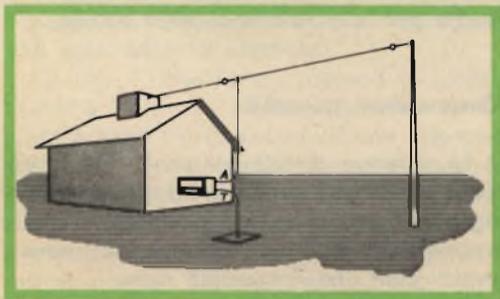


Fig. 1 - Antenna ad L rovesciata.

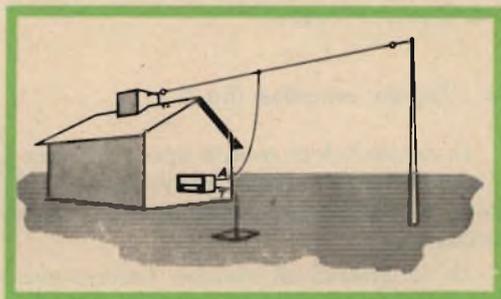


Fig. 2 - Antenna a T.

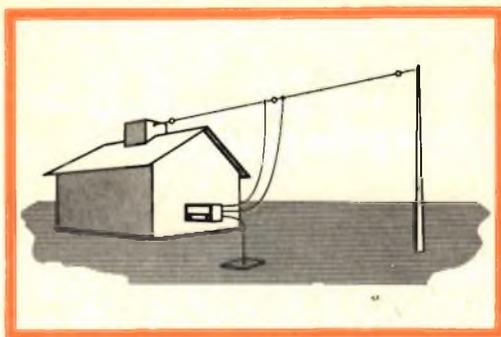


Fig. 3 - Antenna a dipolo semplice.

L'asta deve essere alta da 3 a 5 metri e deve essere situata in una posizione più lontana possibile dal suolo.

2 - Antenna a L rovesciata (fig. 1)

Anche questo tipo d'antenna assicura una buona ricezione della maggior parte delle onde, la sensibilità è circa uguale in tutte le direzioni.

Il cavo orizzontale deve essere lungo almeno 6 metri e posto più in alto possibile rispetto al suolo.

3 - Antenna a T (fig. 2)

Dà gli stessi risultati dell'antenna a L rovesciata.

Le uniche differenze che si possono notare fra i due tipi d'antenna dipendono dalle condizioni locali e dal sistema di installazione usato.

4 - Dipolo semplice (fig.3)

La sensibilità di questo tipo d'antenna è massima per il segnale proveniente in direzione perpendicolare all'asse dei bracci orizzontali.

La lunghezza di ciascun braccio deve essere circa uguale a un quarto della lunghezza d'onda che si desidera ricevere; nelle altre bande, il rendimento è meno

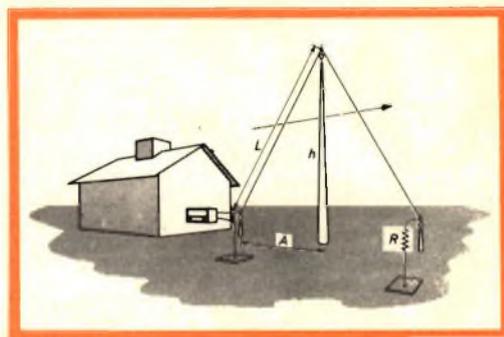


Fig. 4 - Antenna a V rovesciata.

buono. L'antenna a dipolo necessita di un allacciamento speciale al ricevitore.

5 - Antenna a V rovesciata (fig. 4)

Questo tipo d'antenna è molto direzionale ed estremamente sensibile ai segnali provenienti dalla direzione indicata dalla freccia. La lunghezza L deve essere uguale alla distanza A aumentata di mezza lunghezza d'onda.

Le dimensioni approssimate per la ricezione della banda dei 19 metri sono:

$$R = 400 \Omega$$

$$h = 20 \text{ m}$$

$$L = 25 \text{ m}$$

$$A = 15 \text{ m}$$

Questo tipo d'antenna è consigliabile anche per la ricezione di altre bande.

Osservazioni generali

Le antenne direzionali sono meno sensibili alle interferenze e infatti sono consigliabili quando si desiderano ricevere le trasmissioni di un determinato paese, aventi cioè una frequenza nota.

F. T.

(da "Guide pour la reception des ondes courtes")

COLLEGAMENTO DI APPARECCHI TELEVISIVI AD UNA UNICA ANTENNA

Parte I

Parecchie difficoltà si incontrano quando si deve installare un elevato numero di antenne in uno spazio relativamente limitato, come per esempio nel caso di corpi di appartamenti, alberghi o mostre.

La condizione principale è che le antenne non interferiscano le une con le altre; ciò richiede la necessità di tenere una certa distanza fra di esse in quanto una distanza pari a 5 o 6 volte il valore della lunghezza d'onda produce campi d'interferenza. Secondariamente, se si installano molte antenne su di un tetto, molto probabilmente questo subirà dei danni, dovuti a varie ragioni.

Per queste ragioni sono stati studiati i sistemi di distribuzione che impiegano una sola antenna centrale.

La fig. 1 illustra un metodo di distribuzione in cui si collega l'antenna a un amplificatore A; lo scopo di tale apparecchio è di amplificare il segnale ricevuto dall'antenna; questa amplificazione è necessaria essendo la potenza del segnale d'antenna divisa fra i vari ricevitori, e anche perchè l'intera installazione introduce una percentuale di attenuazione.

Una rete di distribuzione viene inse-

rita fra l'amplificatore e le varie prese coassiali, per accoppiare queste prese con l'amplificatore. Si prenda prima il caso

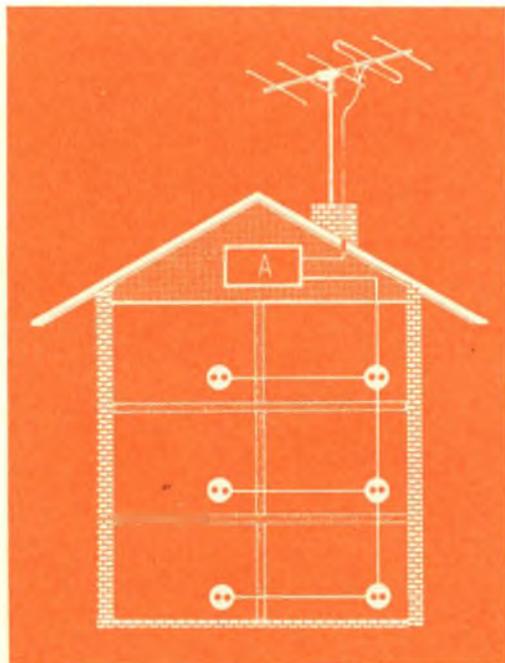


Fig. 1 - Esempio di collegamento di un'antenna alle varie prese, attraverso l'amplificatore.

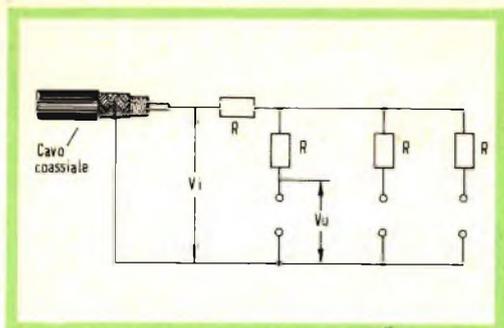


Fig. 2 - Distribuzione del segnale d'antenna attraverso cavo coassiale, in una installazione asimmetrica.

di una installazione in cui non ci sia bisogno di amplificatore perchè il segnale locale è sufficientemente forte.

Il segnale viene inviato alla rete di distribuzione per mezzo di cavo coassiale (fig. 2), se l'installazione è asimmetrica, si deve inserire un adattatore nell'antenna o nel ricevitore.

Le resistenze R della rete di distribuzione si ottengono con la formula

$$Z_1 = R + \frac{R + Z_2}{n}$$

dove:

Z_1 = impedenza caratteristica della linea di discesa schermata

Z_2 = impedenza caratteristica della linea di distribuzione

n = numero dei ricevitori

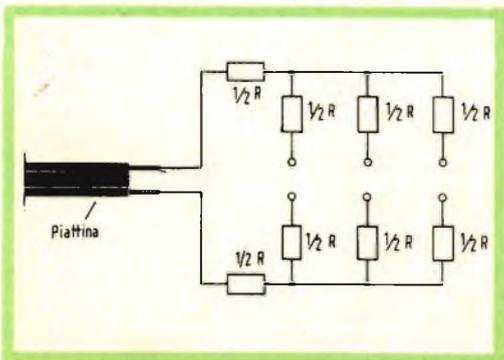


Fig. 3 - Distribuzione del segnale d'antenna attraverso piaffina in una installazione simmetrica.

Se Z_1 è uguale a Z_2 la formula precedente diventa:

$$Z_1 = R + \frac{R + Z_1}{n}$$

oppure

$$R = Z_1 \frac{n - 1}{n + 1} \quad (1)$$

Il valore dell'attenuazione del segnale è dato dal rapporto V_u/V_1 (fig. 2).

Ora

$$\frac{V_u}{V_1} = \frac{Z}{Z + R(n + 1)}$$

sostituendo in questa formula l'espressione $R = Z(n - 1)/(n + 1)$ si ha:

$$\frac{V_u}{V_1} = \frac{1}{n}$$

Esempio: se si devono collegare tre ricevitori ad una stessa antenna con una impedenza di 72Ω , il valore di R si ricava dalla formula 1, cioè:

$$R = 72 \frac{3 - 1}{3 + 1} = 36 \Omega$$

Trascurando le perdite nelle linee e nella rete di distribuzione, il segnale viene attenuato di un fattore pari a 3 dB.

È chiaro che un simile arrangiamento funzionerà correttamente solo quando:

a) il segnale d'antenna è abbastanza forte;

b) il numero dei ricevitori collegati all'antenna comune non è troppo elevato;

c) tutti i ricevitori restano collegati per evitare disaccoppiamenti e riflessioni.

La fig. 3 illustra un sistema di distribuzione di questo genere, adatto ad una installazione simmetrica.

Fino ad ora si sono trattati sistemi di distribuzione collegati a stella, ma si possono impiegare altri metodi di collegamento come ad esempio quello poligonale (fig. 4).

In questo caso il valore delle resistenze R è dato dalla formula:

$$R = Z \frac{n + 1}{n - 1}$$

Questo sistema ha lo svantaggio di avere un valore di R relativamente alto anche con un numero limitato di ricevitori, condizione indesiderabile dal punto di vista delle capacità disperse. Un sistema di distribuzione di questo genere si può usare preferibilmente dove i ricevitori dipendenti da esso non siano troppo numerosi e quando siano tutti sintonizzati sullo stesso programma.

Siccome si è constatato che i ricevitori interferiscono l'uno con l'altro, sarà necessario l'uso di un attenuatore. Se il segnale che arriva all'antenna è troppo debole, si può collegare in parallelo alla prima una seconda antenna, come illustrato in fig. 5.

Consideriamo ora installazioni più sensibili e complete, ma prima di trattare l'argomento per intero, ci tratteremo su alcuni dettagli. In primo luogo parleremo del filo usato per la discesa d'antenna. In generale, i cavi devono essere protetti e nelle nuove costruzioni, per esempio, vengono installati accanto ai fili dell'impianto elettrico.

Questo rende necessarie le seguenti condizioni:

- 1) il progetto della sistemazione dell'edificio;
- 2) I progetti che illustrino la disposizione delle camere.

Con queste condizioni si può preparare il progetto per la disposizione dei fili dando la sistemazione dei cavi, degli amplificatori, delle antenne, delle scatole di distribuzione, ecc.

Anche la quantità del filo richiesto può essere calcolato dal progetto; il cavo dovrebbe essere di tipo coassiale.

Nel progetto si devono prendere in considerazione anche i seguenti particolari:

- a) Il segnale minimo richiesto per il ricevitore più lontano dal punto di vista del rapporto segnale-disturbo (generalmente dell'ordine di $500 \mu V$);

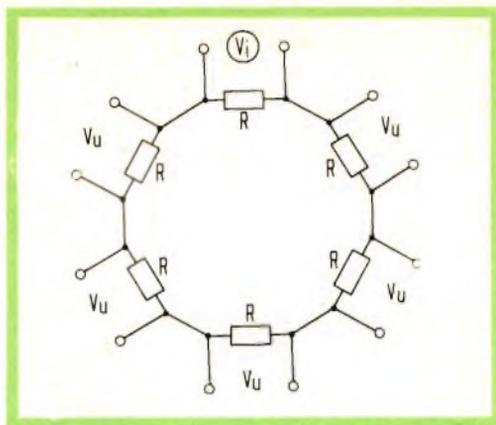


Fig. 4 - Esempio di distribuzione poligonale.

- b) Il numero massimo di ricevitori che devono venire alimentati dal sistema;
- c) La tensione d'antenna;
- d) L'attenuazione del sistema.

L'attenuazione totale viene distribuita nelle seguenti parti:

- 1) **Linea di discesa.** L'attenuazione è di circa 1,5 dB per 10 metri di filo (a 200 MHz);
- 2) **Cassette di distribuzione.** Il valore dell'attenuazione dipende dall'equipaggiamento particolare, diversi valori sono riportati nella tabella 1
- 3) **Carico.** Ogni ricevitore rappresenta un carico sul cavo e così introduce

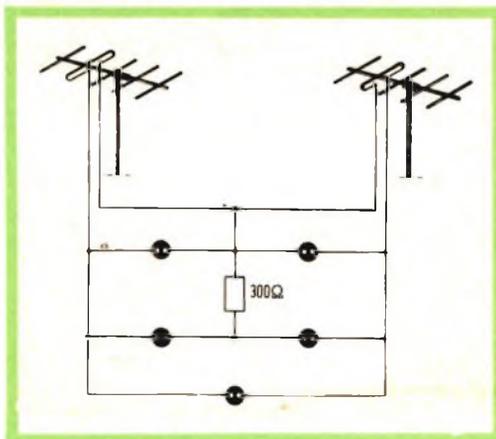


Fig. 5 - Collegamento in parallelo di due antenne.

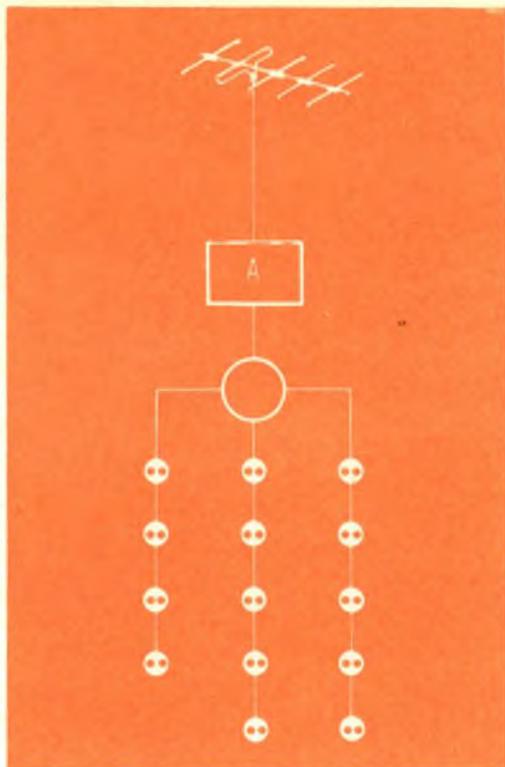


Fig. 6 - Esempio di discesa d'antenna con una cassetta di distribuzione a 3 vie.

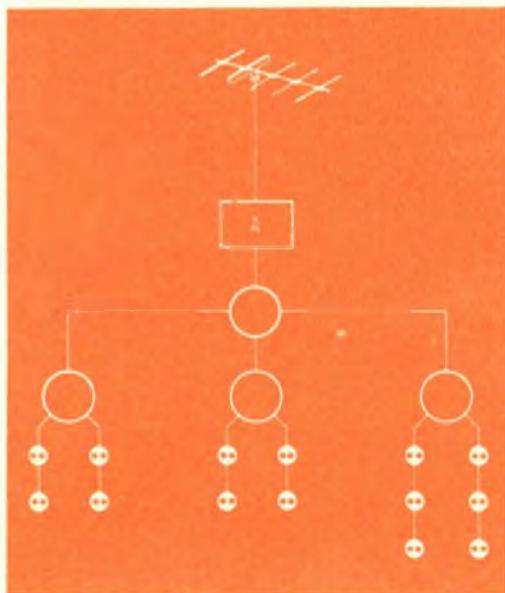


Fig. 7 - Esempio di discesa d'antenna con tre cassette di distribuzione.

TABELLA I

Scatola di distribuzione	Attenuazione
2	4 dB
3	7 dB
4	9 dB

perdite addizionali, generalmente del valore di 1 dB per ogni ricevitore.

Facciamo ora un esempio in cui vi siano quattordici ricevitori da alimentare; si possono usare diversi circuiti differenti fra loro, ma prenderemo in esame quello illustrato in fig. 6.

In questo caso il cavo di discesa dell'antenna si divide in tre rami attraverso una cassetta di distribuzione a 3 vie: due con cinque prese e una con quattro.

Assumendo una discesa d'antenna lunga 30 metri, le perdite per ogni ramo comprendente cinque prese saranno:

30 m di cavo	4,5 dB
1 cassetta di distribuzione	7 dB
5 prese	5 dB

complessivamente si avrà una attenuazione di 16,5 dB.

Se la tensione d'antenna è di $1500 \mu V$ e la tensione d'ingresso richiesta per ogni ricevitore è di $500 \mu V$, la tensione d'antenna sarà tre volte la tensione d'ingresso o un fattore pari a $20 \log 3 = 9,5$ dB. Quindi l'amplificatore d'antenna dovrebbe essere in grado di amplificare il segnale d'antenna di $16,5 - 9,5 = 7$ dB, o di un fattore pari a 2.

Nelle stesse condizioni si potrebbe usare anche il circuito di fig. 7. In questo caso l'attenuazione è data dalla somma dei seguenti fattori:

1 cassetta a 3 rami	7 dB
1 cassetta a 2 rami	4 dB
3 prese	3 dB
20 m di cavo	3 dB

cioè si avranno complessivamente 17 dB di attenuazione.

L'amplificatore relativo dovrebbe poter amplificare il segnale d'antenna di un fattore pari a 2 o 3.

(continua)

F. T.

AMPLIFICATORI DI SEGNALI A CORRENTE CONTINUA

I Parte

L'amplificazione di un segnale a corrente continua, o più esattamente a lenta variazione di intensità, si rende spesso necessaria, specialmente nel campo delle misure e in quello degli automatismi. Per amplificare questi segnali si ricorre di solito ad amplificatori speciali ad accoppiamento diretto, più semplicemente chiamati amplificatori di corrente continua. Essi vengono usati:

a) Negli apparecchi per misure di temperatura mediante termocoppie, resistenze in filo di platino e termistori.

b) Nei sistemi di comando e di segnalazione automatici, per azionare dei relais al momento in cui la tensione continua raggiunge il valore prestabilito.

c) Nei calcolatori analogici, negli elettrocardiografi e, in genere, dovunque ci si trovi in presenza di deboli segnali continui da amplificare.

Il problema dell'amplificazione di segnali continui a variazione lenta è semplice solo in apparenza; la scelta dello schema circuitale più adatto ad un determinato

caso può rivelarsi difficile. Infatti, la maggior parte dei circuiti noti sono stati studiati per scopi speciali e raramente se ne può generalizzare l'impiego.

Il presente articolo si propone di prendere in esame diversi tipi di amplificatori, per permettere una scelta subordinata alle caratteristiche che interessa raggiungere, in dipendenza delle esigenze d'impiego.

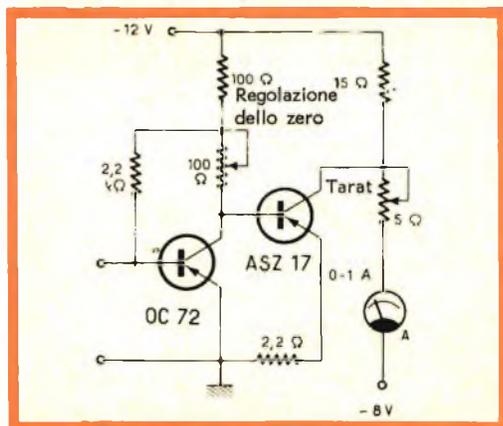


Fig. 1 - Amplificatore ad accoppiamento diretto con transistori al germanio.

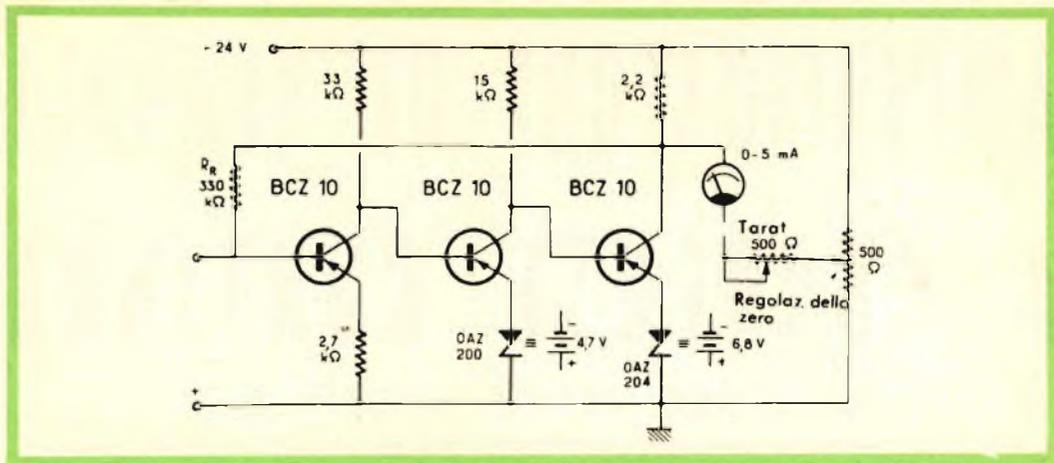


Fig. 2 - Amplificatore ad accoppiamento diretto con transistori al silicio e diodi Zener.

Amplificatori ad accoppiamento diretto

Le maggiori difficoltà che si incontrano nella realizzazione di amplificatori di corrente continua sono costituite dalla deriva dello zero e dalle variazioni del guadagno.

Il guadagno può essere mantenuto costante ricorrendo al principio della controreazione, ma la controreazione non consente di ovviare completamente alla deriva, poichè il guadagno e la deriva vengono ridotti nelle stesse proporzioni.

Nei circuiti a transistori la deriva è principalmente dovuta alle variazioni di temperatura, che influiscono in maniera notevole nei circuiti ad accoppiamento diretto, dato che la corrente residua e la tensione base-emettitore dei transistori dipendono dalla temperatura. Il coefficiente di amplificazione della corrente è assai meno soggetto alle variazioni di temperatura e di questo fatto si dovrà tener conto in determinati casi. Gli effetti di deriva si sommano nei vari stadi e tutti insieme determinano un aumento della corrente del collettore. L'influenza della temperatura sulla tensione base-emettitore fa sì che la V_{be} diminuisce approssimativamente di 2 mV per °C di aumento della temperatura stessa, nei transistori a giunzione al germanio o al silicio. Se lo stadio considerato è collegato ad un generatore di segnali a bassa impedenza, la deriva dovuta alla variazio-

ne di V_{be} , sotto l'influenza della temperatura, può sorpassare la variazione della corrente residua dovuta alla stessa causa.

Per i più semplici amplificatori ad accoppiamento diretto, si può definire la minima resistenza del generatore del segnale, per il quale la deriva dovuta a V_{bc} diventa simile a quella determinata dalla corrente resistiva. Negli amplificatori più complessi si ricorre ad altri mezzi per ridurre la deriva.

Amplificatori con transistori al germanio

Un semplice circuito sperimentale che fa uso di due transistori al germanio (OC72 e ASZ17) è riportato in fig. 1. Per l'accoppiamento diretto si è scelto il collegamento ad emettitore comune. Il generatore del segnale d'entrata deve essere di impedenza relativamente alta. Superiore a 3 kΩ, allo scopo di ridurre la deriva, dovuta a V_{bc} , allo stesso livello di quella dovuta alla corrente resistiva. Nel circuito è stato introdotto un potenziometro per la regolazione dello zero.

Gli amplificatori di questo tipo possono essere impiegati come stadi di uscita, se preceduti da un adatto amplificatore. Perciò è necessario che il livello del segnale sia sufficientemente aumentato, in rapporto alla massima deriva.

Amplificatori con transistori al silicio

Nei transistori al silicio la corrente resistiva è molto più bassa che non nei transistori al germanio. Per conseguenza, la deriva degli amplificatori equipaggiati con transistori al silicio è molto ridotta, rimanendo come unica causa gli effetti termici su V_{be} e sul coefficiente di amplificazione (fig. 2).

Una minima resistenza del circuito di entrata si rende necessaria (300 k Ω), affinché anche la deriva V_{be} sia trascurabile. Allo stesso modo è necessario che il secondo stadio sia pilotato da un circuito ad alta resistenza e, per poter usare una resistenza di 33 k Ω , bisogna valersi di una tensione di alimentazione non inferiore a 24 V.

La variazione del guadagno a causa della temperatura non può più essere trascurata. La controreazione introdotta nel circuito riduce la deriva dovuta alle variazioni di guadagno, ma riduce anche l'amplificazione a circa 1/8. La controreazione comprende tre stadi; dato che il guadagno totale è elevato, si è preferito avere una controreazione efficace che stabilizzi il punto di tutti e tre gli stadi. La resistenza di controreazione non deve essere di valore troppo basso per evitare che le variazioni di V_{be} abbiano a provocare una deriva troppo apprezzabile.

L'accoppiamento diretto presenta un altro inconveniente per il fatto che la resistenza di controreazione deve contemporaneamente stabilire anche il punto di funzionamento dei transistori. Nello schema di fig. 2 il valore della resistenza di polarizzazione è molto più alto di quello richiesto dalla controreazione. Si è dunque inserita una resistenza sul circuito dell'emettitore del primo stadio.

Questa resistenza aumenta di qualche volt il potenziale della base, cosicché una corrente inversa circola nel generatore. Questo fatto può essere inammissibile e si ricorre allora al sistema di applicare il segnale d'entrata fra la base e l'emettitore.

Il guadagno reale dell'amplificatore, con la controreazione, è di 1.000 e può essere regolato entro certi limiti, variando la resistenza di carico. Se i transistori vengono fatti funzionare con tensioni molto basse, il cui ordine di grandezza sia vicino a V_{be} , il guadagno dipenderà dalle variazioni della tensione V_{be} dello stadio seguente. Per conseguenza, dei diodi Zener sono stati disposti nel circuito emettitore del secondo e del terzo stadio. Si evita in tal modo la perdita di amplificazione che sarebbe provocata dall'impiego di semplici resistenze poichè, con questo sistema una sufficiente tensione viene applicata ai collettori dei tre primi stadi.

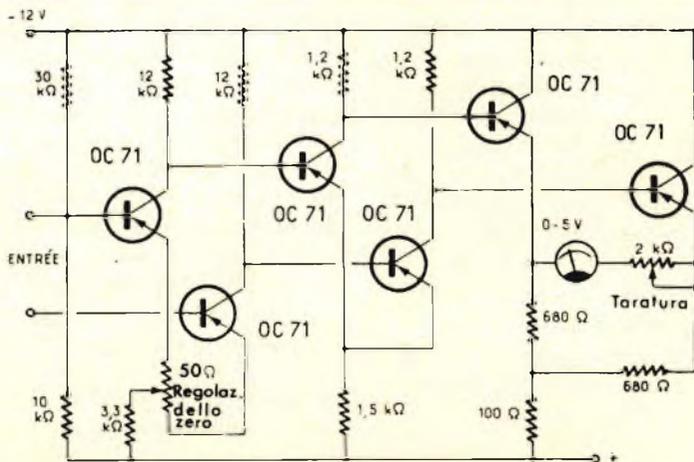


Fig. 3 - Amplificatore a transistori accoppiati al germanio con controreazione differenziale.

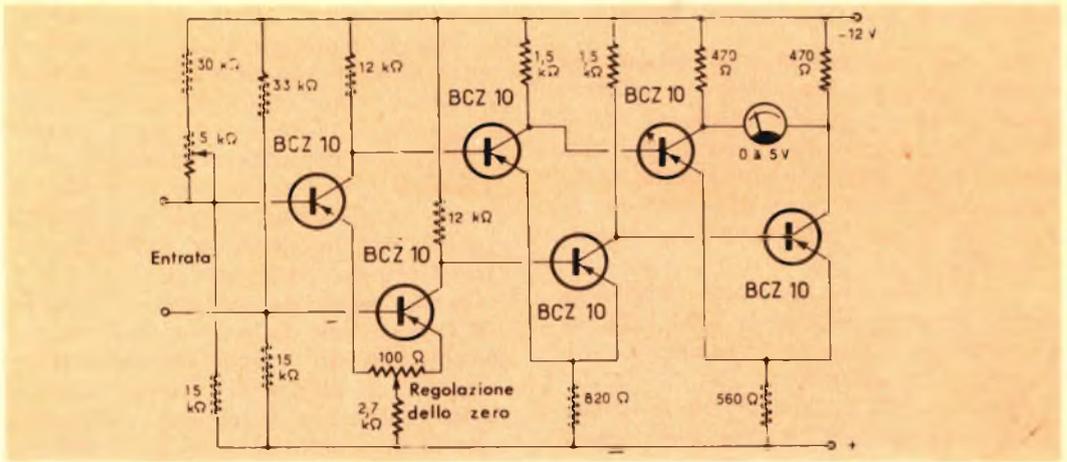


Fig. 4 - Amplificatore con transistori accoppiati al silicio con controreazione differenziale.

Amplificatore simmetrico con controreazione differenziale

Gli amplificatori descritti fin qui esigono che il segnale d'ingresso provenga da un circuito ad impedenza relativamente alta. Per amplificare segnali provenienti da generatori a bassa resistenza, bisogna escogitare il modo di eliminare la deriva dovuta a V_{be} . Essendo questa deriva pressochè eguale per due transistori dello stesso tipo, essa può essere eliminata impiegando un altro transistoro per compensare la variazione.

Un circuito che si vale di tale espediente è l'amplificatore simmetrico a controreazione differenziale di fig. 3. In questo circuito l'errore dovuto alle differenze fra le correnti resistive può essere ridotto al minimo, impiegando un'impedenza bassa per il generatore d'entrata (inferiore a 100Ω). La resistenza per la regolazione dello zero nel circuito degli emettitori introduce una controreazione leggermente asimmetrica. Il suo valore deve perciò essere mantenuto più basso che sia possibile. Per una stabilità sufficiente, la caduta di tensione nelle resistenze dell'emettitore comune deve essere maggiore della variazione di V_{be} . Questo amplificatore usa la controreazione differenziale in modo che soltanto le variazioni d'entrata in opposizione di fase, o simmetriche, danno luogo ad una corrente d'uscita.

Un altro amplificatore simmetrico

La corrente residua dei transistori al silicio è molto bassa, tanto che essa può essere trascurata per il funzionamento a temperatura ambiente fino a 35°C . Le variazioni di V_{be} e del guadagno possono causare tuttavia della deriva. Essendo trascurabile la corrente residua, si possono aumentare, in opposizione con i transistori al germanio, tutti i valori di impedenza del generatore del segnale di entrata.

Come si vede in fig. 4, il sistema di polarizzazione è stato modificato. I punti di funzionamento in corrente continua dei due transistori sono definiti mediante due divisori di tensione, che non hanno un'influenza determinante sulle resistenze di entrata e, tuttavia, stabilizzano assai bene il punto medio di lavoro.

Le condizioni di zero, a circuito aperto, sono regolate dalla variazione di una resistenza di polarizzazione. La regolazione dello zero su corto-circuito si effettua, come più sopra, con la manovra del potenziometro nel circuito dell'emettitore.

La deriva di questo amplificatore, a circuito aperto, è eguale a quella dell'amplificatore con transistori al germanio, ma in quest'ultimo la resistenza del generatore del segnale d'entrata ha un valore necessariamente limitato, in considerazione appunto della deriva.

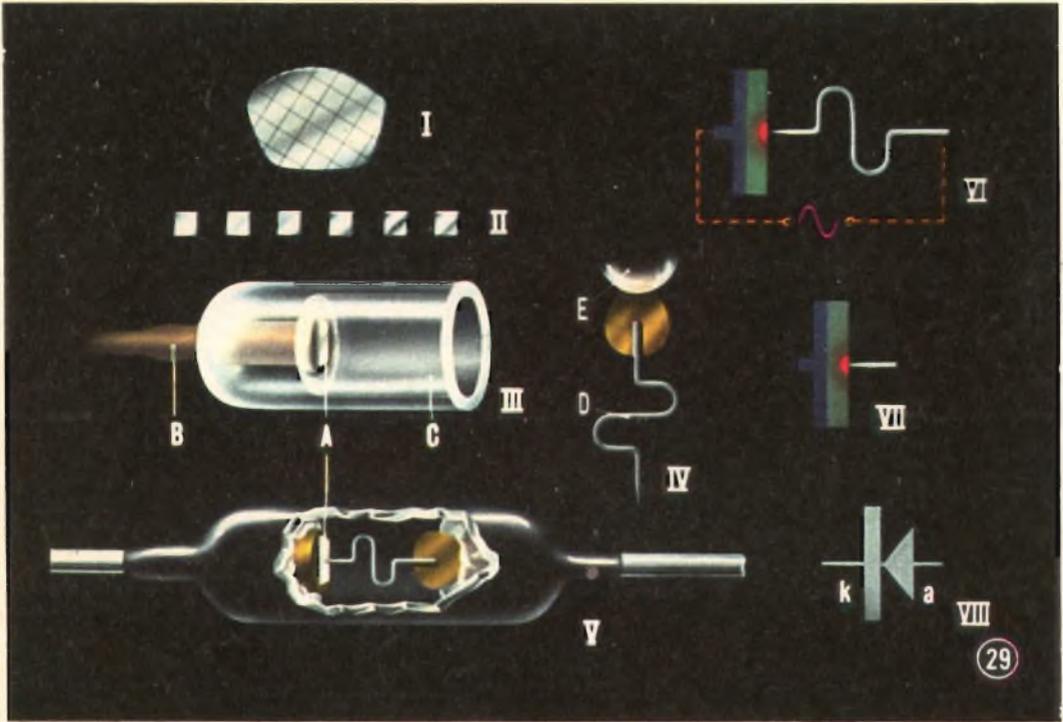
I. Andreini

(continua)

(Da "Electronique et automatisme")

IL DIODO A CRISTALLO

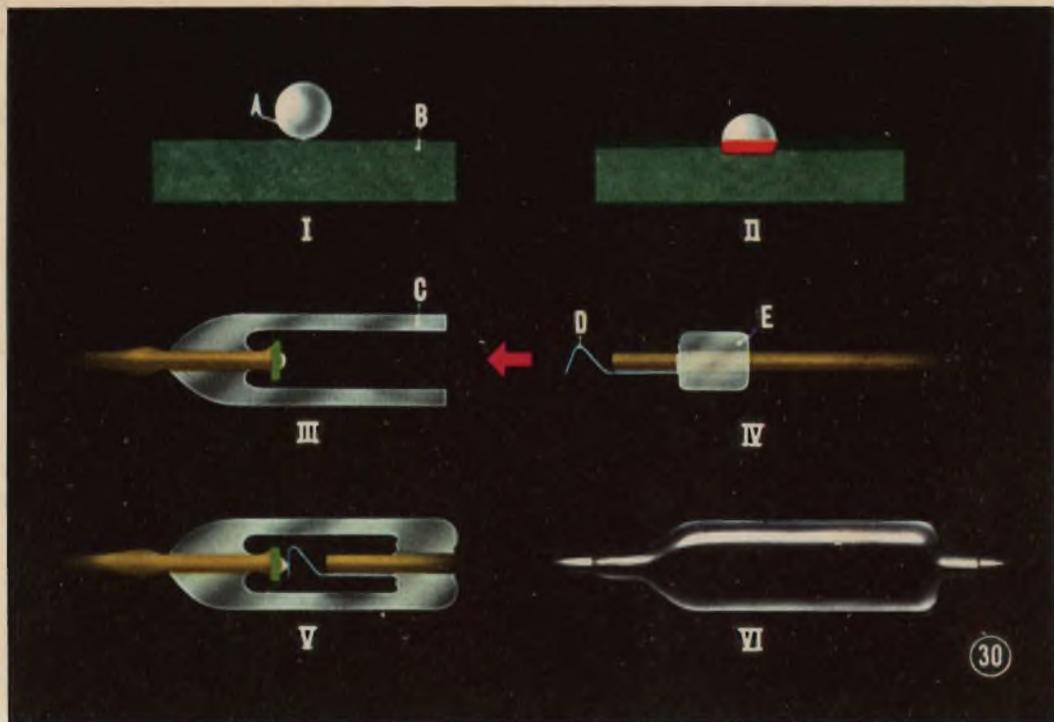
dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS"



29 COSTRUZIONE DI UN DIODO A CRISTALLO A PUNTA DI CONTATTO

Si taglia un lingotto di germanio di tipo *N* in sottili fette o pastiglie (fig. I) che vengono a loro volta suddivise in piccole piastrine (dette anche wafer) (fig. II). All'estremità di una di tali piastrine viene saldato un filo di rame (*B*); il tutto viene introdotto poi in un tubetto di vetro (*C*), che viene a sua volta saldato al filo di rame, e che costituisce il contenitore del diodo.

Un altro componente del diodo a punta di contatto è il cosiddetto « baffo di gatto » (punto *D* in fig. IV), generalmente di tungsteno, di cui una estremità è appuntita mentre l'altra viene saldata ad una sottile piastrina metallica fusa successivamente con un supporto di vetro (*E*). Il baffo di gatto viene introdotto nel bulbo di vetro in modo tale da esercitare una certa pressione sulla piastrina di germanio; il supporto del baffo di gatto viene poi fuso con l'estremità aperta del contenitore costituendo un tutto unico compatto e a tenuta ermetica. Successivamente viene fatta passare una corrente di intensità determinata attraverso il baffo di gatto ed il cristallo di germanio al fine di provocare la fusione tra il cristallo stesso e la punta di tungsteno in modo da assicurare una connessione resistente agli urti e alle vibrazioni. Durante tale operazione gli atomi di tungsteno si diffondono nel germanio di tipo *N*. Tali atomi costituiscono delle impurità che insieme alla avvenuta distorsione del reticolo cristallino, dovuta al riscaldamento, danno luogo alla formazione nel germanio di una zona di tipo *P*, creando così una giunzione *P-N*. In fig. VII l'area verde rappresenta la zona *N* e l'area rossa la zona *P*. La fig. VIII rappresenta il normale simbolo di un diodo (*a* = anodo, *k* = catodo). Il bulbo viene verniciato con colori opachi in modo da evitare che la luce incidente sia causa di effetti indesiderabili.

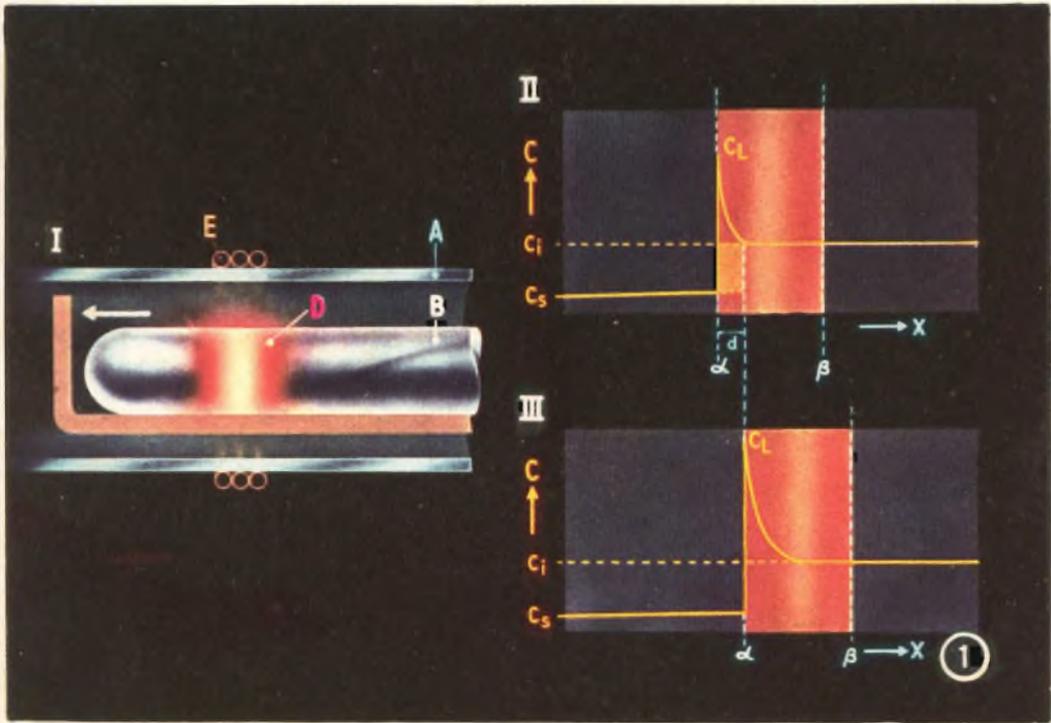


30 DIODO A GIUNZIONE

In questo tipo di diodo la giunzione viene ottenuta appoggiando una pastiglia di alluminio (A) su una piastrina di germanio tipo N (B) (fig. I) e riscaldando l'assieme ad una temperatura intermedia tra quella di fusione del germanio e quella dell'alluminio (l'alluminio è un accettore). Avvenuta la solidificazione possiamo riscontrare che nel germanio si è formata una zona P.

Il cristallo così ottenuto è saldato ad un supporto (fig. III) mentre vengono introdotti nel bulbo di vetro (C) anche un filo di rame recante il reoforo di contatto (D) ed il fondello del contenitore (E in fig. IV) e ad esso saldati (fig. V).

Il diodo viene poi verniciato con colori opachi sempre al fine di evitare gli effetti indesiderabili dell'azione luminosa (fig. VI).



1 PURIFICAZIONE CHIMICA DEL GERMANIO

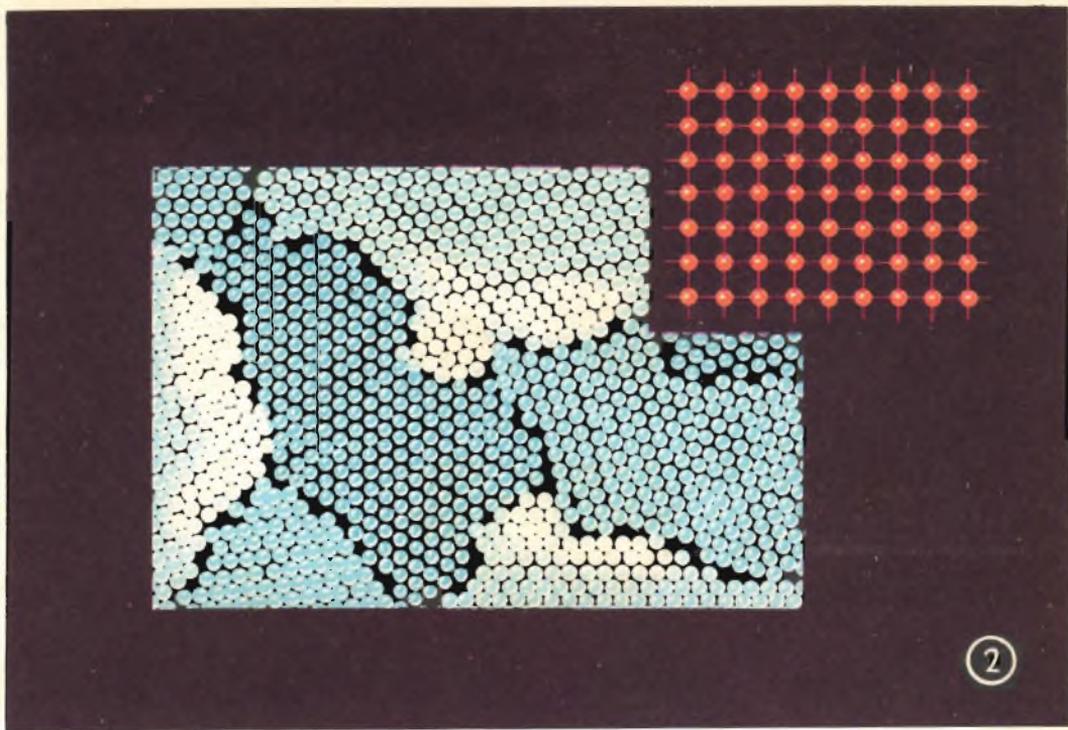
Il germanio grezzo si ottiene dalla riduzione ad alta temperatura della polvere di diossido di germanio più pura possibile. Il germanio, ottenuto in forma di barrette, contiene molte impurità ed è, inoltre, policristallino. Prima di tutto bisogna pertanto purificarlo chimicamente, per mezzo di un processo fisico, detto „raffinazione di zona“.

Una barretta di germanio grezzo (B, figura I), che contiene inizialmente una certa concentrazione di impurità (C_1) è posta in un crogiuolo e quindi trascinata (vedi freccia) attraverso un tubo di quarzo (A) riempito di gas inerte. Una bobina (E), percorsa da una corrente alternata ad alta frequenza, è avvolta intorno al tubo. (L'acqua refrigerante passa nell'interno dei conduttori tubolari della spira).

Le correnti di induzione che si generano nel germanio - cattivo conduttore - provocano un riscaldamento localizzato.

Si crea così una zona di germanio fuso (D) che percorre l'intera asta da sinistra a destra nel piano β (fig. II, C = concentrazione delle impurità, X = distanza percorsa dalla zona), il materiale si fonde; nel piano α , il materiale si solidifica. Il processo di raffinazione si fonda sul seguente fenomeno: la concentrazione delle impurità (C_L) nel materiale appena solidificato (cioè, a sinistra di α) è inferiore, in una data proporzione, alla concentrazione (C_L) nel liquido immediatamente a destra di α , purchè la zona di materiale fuso non si sposti troppo velocemente lungo la barretta. In tal modo, le impurità tendono ad accumularsi nella zona liquida (C_L , C_1 e C_1 , C_2). C_L aumenterà così man mano che la zona liquida percorre la verga (e aumenterà anche C_2). Accade che si ha un gradiente della concentrazione nel germanio liquido, che provoca lo scorrere di una corrente di diffusione delle impurità verso destra. La concentrazione C_L così ottenuta in prossimità di α dipenderà dalla velocità di diffusione e dalla velocità di movimento della zona di raffinazione lungo la barra. Se questa zona liquida percorre una distanza d (vedi fig. III), un'ulteriore quantità di impurità (mostrato dal rettangolo segnato nella fig. II) viene assorbita nella zona fusa. Il tasso della concentrazione aumenta.

Quando la zona liquida raggiunge il termine della barra contiene una grande proporzione di impurità. La concentrazione dell'impurità è pertanto diminuita altrove e ne deriva che la barretta ha raggiunto così una purezza di gran lunga superiore. L'esperimento può essere ripetuto oppure



si possono disporre altre bobine intervallate lungo il tubo di quarzo. Infine, la parte terminale della sbarra, nella quale si sono raccolte tutte le impurità, viene tagliata via, cosicchè la parte rimanente della bacchetta di germanio ha una notevole purezza chimica. Si può così ottenere una purezza di un atomo estraneo in 10^{10} atomi di germanio.

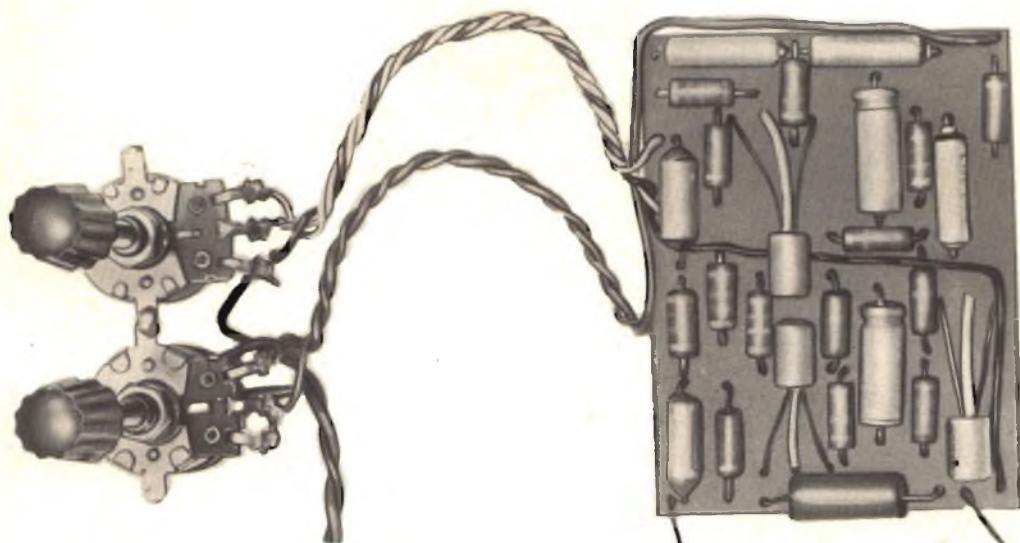
2 MATERIALI MONOCRISTALLINI E POLICRISTALLINI

Il modello bidimensionale di una struttura policristallina può essere ottenuto soffiando una corrente d'aria costante attraverso un ago sottile e cavo posto sotto la superficie di un recipiente colmo di soluzione saponosa. Si formano così molte bolle di sapone di ugual diametro che si dispongono in modo regolare sulla superficie, dove si possono distinguere diverse aree, ciascuna avente la stessa struttura regolare, ma un orientamento diverso. Tale regolarità è molto meno evidente verso i bordi della superficie.

Questo esperimento simula la struttura policristallina del germanio o del silicio grezzo. Nel modello, le bolle di sapone rappresentano gli atomi e le aree i microcristalli. Nel cristallo vero vi sono diverse imperfezioni della struttura, come spazi vuoti nel reticolo, atomi in eccesso che non si inseriscono nella struttura, ecc. Simili difetti danno origine a fenomeni che possono influenzare sfavorevolmente il comportamento del diodo a cristallo; essi possono infatti apparire come centri di ricombinazione. Bisogna pertanto eliminare dal cristallo queste imperfezioni, in modo che esso risulti un „monocristallo”, dalla struttura perfetta (vedi inserto). Nel monocristallo solo i bordi possono contenere qualche difetto di struttura. Facendo molta attenzione, si può ottenere anche il modello di questa struttura cristallina, col metodo sopra descritto.

(continua)

GENERATORE DI TREMOLO A TRANSISTORI



Se siete appassionati di musica, o se meglio ancora vi diletdate a suonare uno strumento qualsiasi, saprete benissimo quali effetti particolari è possibile ottenere modulando opportunamente i suoni dei vari strumenti. Se non ci avete mai fatto caso vi assicuriamo che si raggiungono degli effetti piacevolissimi, si può trasformare ad esempio una semplice chitarra in uno strumento hawajano, un pianoforte in un organo elettrico, e così via.

In commercio esistono vari tipi di que-

sti apparecchi, realizzati nelle diverse versioni e adatti a funzionare con i più svariati strumenti musicali.

Gli amplificatori, di maggior pregio, e naturalmente anche di maggior costo, contengono già un accessorio del genere, il quale può essere inserito e disinserto a piacere, regolato per una maggiore o minore profondità di modulazione, con accensione automatica, comando a pedale a distanza, e una infinità di altre applicazioni interessanti.

L'apparecchio che descriviamo, funziona

GENERATORE DI TREMOLO A TRANSISTORI

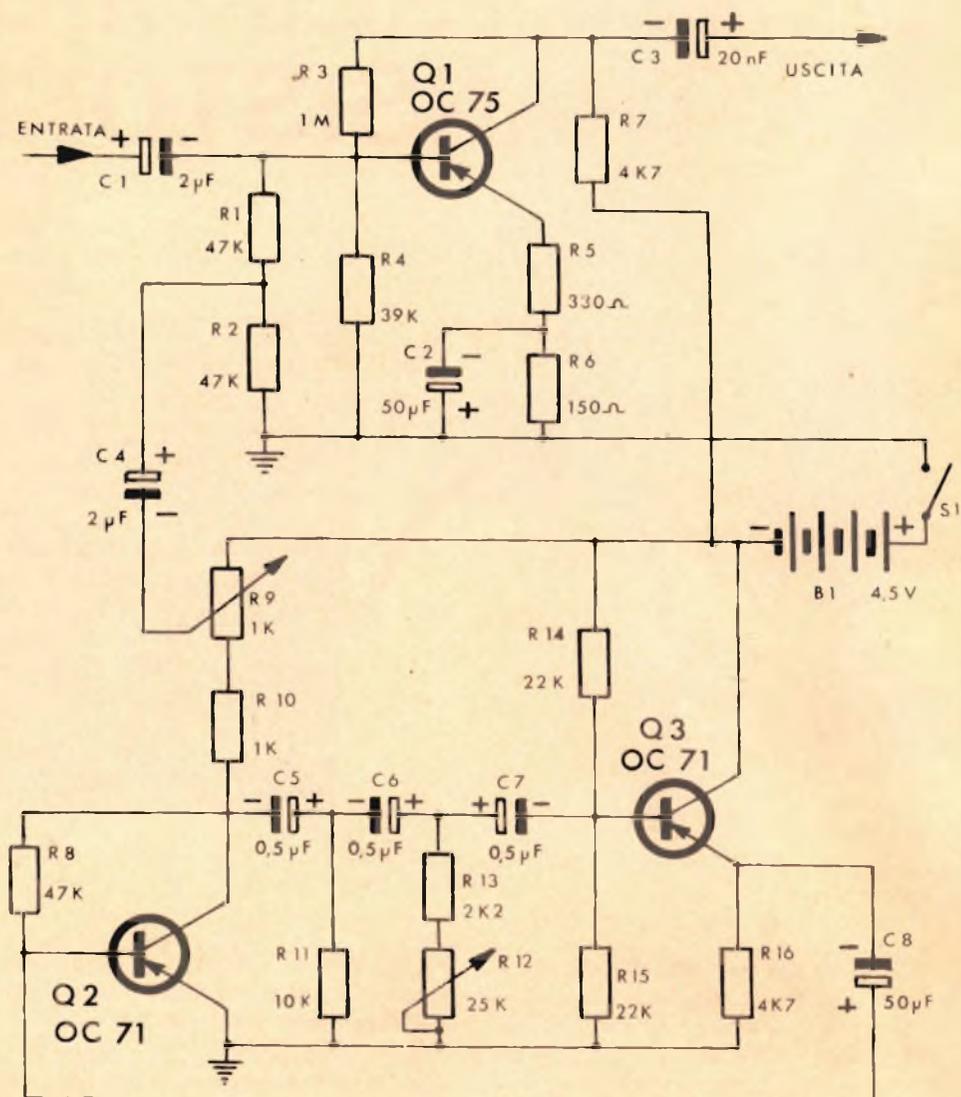


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di tremolo.

interamente a transistori, quindi con alimentazione autonoma, può essere pilotato da qualsiasi trasduttore sistemato nei diversi strumenti, e deve fare capo necessariamente ad un amplificatore, in quanto esso produce solo un effetto di tremolo o più propriamente modula il segnale da inviare all'amplificatore con una frequenza molto bassa (poche decine di periodi al secondo).

Come tutti gli altri montaggi apparsi sulle pagine di Selezione Tecnica, anche questo è a circuito stampato, il che garantisce una estrema facilità di costruzione e la certezza di funzionamento.

Si compone essenzialmente di tre transistori di tipo molto comune, due potenziometri e poche resistenze e condensatori. Il circuito stampato misura 70x50 mm, l'apparecchio finito potrà essere perciò collocato nel modo che si riterrà più opportuno, nell'immediata vicinanza del microfono o incorporato nell'amplificatore di potenza.

Il circuito elettrico è riportato dalla figura 1, e può essere virtualmente diviso in due parti distinte: il miscelatore e l'oscillatore di bassa frequenza.

Il primo circuito impiega un transistor PNP con un guadagno in corrente sufficientemente elevato: (circa 80) per le nostre prove abbiamo impiegato con soddisfazione il Philips OC75, ma non escludiamo che, tra la vasta gamma dei transistori di bassa frequenza, se ne possa trovare l'equivalente.

L'oscillatore vero e proprio si avvale di due transistori OC71 sempre del tipo PNP; questi possono essere sostituiti con più facilità perché la loro funzione è semplicemente quella di oscillare periodicamente senza dettami particolari di amplificazione.

Andranno egualmente bene quindi i vari OC70 - OC72 - OC74 - OC76 - 2N406 2N408 ecc. Ma esaminiamo con maggiore attenzione il circuito elettrico, il funzionamento e la ragione di esistere dei vari componenti.

I segnali, attraverso il condensatore da 2 μ F, giungono sulla base dell'OC75; il

collegamento di questo transistor è ad emettitore comune, quindi R_3 e R_4 saranno le resistenze di polarizzazione di base, R_7 la resistenza di carico, R_5 in serie ad R_6 la resistenza di polarizzazione dell'emettitore.

A proposito di queste ultime notiamo che una delle due è bypassata verso massa per le componenti alternate dal condensatore C2 da 50 μ F; questo al fine di ottenere un alto grado di controreazione di corrente e mantenere lineare la curva di risposta dell'amplificatore, anche se a discapito di una parte dell'amplificazione. Una controreazione di tensione è invece ottenuta derivando la resistenza R_3 da un Mohm, anziché direttamente dal negativo, a valle del carico di collettore. Controreazione di tensione quindi, e inoltre stabilizzazione termica del transistor, in quanto che una eventuale deriva del punto di lavoro causata dalla temperatura, sposta di conseguenza la polarizzazione della base, ripristinando immediatamente le originali condizioni di funzionamento del transistor.

Dal collettore è prelevata l'uscita del segnale attraverso il condensatore C3 da 20 nF.

Facciamo un passo indietro ed esaminiamo il partitore posto a valle del condensatore d'ingresso e costituito da due resistenze di egual valore (47 kohm) R_1 e R_2 . Al centro di questo partitore vengono iniettati i segnali generati dall'oscillatore.

Questi saranno così automaticamente miscelati al segnale in arrivo da C1 e insieme amplificati dal transistor OC75.

L'oscillatore è del tipo a sfasamento RC; dal transistor Q2 i segnali vengono portati alla base del transistor Q3 attraverso una rete di condensatori e resistenze calcolati in modo da sfasare di 180° l'inizio del periodo. L'uscita da Q3 è sull'emettitore (emitter follower) quindi nessun sfasamento dei segnali. Attraverso C8, questi vengono riportati dalla base di Q2 con la medesima fase dell'inizio, quindi in completa reazione.

In pratica il funzionamento è il seguen-

te: esaminando il fenomeno da un certo istante, una qualsiasi variazione di corrente che si crea nel transistor Q2, per ragioni diverse, attraverso Q3 e la relativa rete di condensatori e resistenze viene amplificata e riportata sulla base di Q2 con la medesima fase.

Il fenomeno si ripete, con ampiezza di segnali sempre maggiori, sino a che l'intero circuito è in completa oscillazione: il ritmo di queste oscillazioni, cioè la frequenza, dipenderà dal valore dei componenti impiegati, mentre l'ampiezza sarà di poco inferiore alla tensione di alimentazione.

R8 serve a polarizzare la base di Q2: non fa capo al negativo ma direttamente al collettore del transistor per le stesse ragioni relative al transistor OC75.

Il carico del collettore è costituito da due resistenze, una fissa e una variabile: è su quest'ultima che è possibile prelevare i segnali da inviare all'OC75, regolando così a piacere la profondità di modulazione e l'intensità dell'effetto di tremolo che si vuole ottenere nell'altoparlante.

Dal collettore di Q2 i segnali, attraversando la rete costituita da C5-C6-C7 e da R11-R13-R12, giungono alla base di Q3.

Anche in questo caso R12 è il potenziometro per poter regolare e variare entro certi limiti, la frequenza dell'oscillatore e quindi il ritmo dell'effetto di tremolo.

La base di Q3 è polarizzata tramite le resistenze R14 e R15 da 22 kohm; il transistor, come appare dallo schema, è collegato nel circuito elettrico secondo la configurazione « collettore a massa »: la resistenza di carico è in questo caso sull'emettitore (R16 da 4,7 K). Sull'emettitore sarà quindi il prelievo del segnale da ritornare al transistor Q2 per alimentare le oscillazioni.

L'alimentazione dell'intero complesso è assicurata da una pila di 4,5 V del tipo comunemente impiegato nelle torce elettriche; essendo il consumo del tremolo



Fig. 2 - Circuito stampato in scala 1:3 del generatore di tremolo.

limitato a pochi milliampere, la sua durata, se non illimitata, sarà però senza alcun dubbio di diversi mesi.

Il montaggio

Tutti i componenti sono di facile approvvigionamento, tranne il circuito stampato che deve essere costruito dal dilettante; più volte sulle pagine di questa rivista si è spiegato come procedere per le varie operazioni, avvalendosi della confezione « Print-kit » che contiene tutto il necessario per la realizzazione: non vogliamo quindi dilungarci oltre su un argomento che è senz'altro noto a tutti i nostri lettori.

Come per gli altri montaggi munirsi di un saldatore a punta sottile e a bassa potenza; affrontare il montaggio con calma, facendo bene attenzione ai vari collegamenti, al giusto senso di polarizzazione dei condensatori, la normale disposizione dei transistori, dove, ricordiamo, il punto rosso sta ad indicare il lato collettore.

La figura 2 riporta il circuito stampato in scala 1/1, cioè in grandezza naturale, e serve a ricavare direttamente, sulla bassetta di bachelite ramata, sia i diversi collegamenti che tutti i punti di foratura.

La figura 3 invece dà la disposizione dettagliata dei componenti e di tutti i collegamenti, sia interni che esterni, relativi al circuito stampato.

Sbagliare in queste condizioni è quasi

impossibile, a meno di non interpretare erroneamente i vari collegamenti.

Disponendo del disegno del cablaggio, è a nostro avviso possibile realizzare l'apparecchio anche senza avere cognizioni particolari di radiotecnica o saper leggere con prontezza gli schemi elettrici; inutile aggiungere poi che il circuito è stato da noi realizzato, collaudato e provato sotto tutti gli aspetti, in modo da garantirne senz'altro il funzionamento.

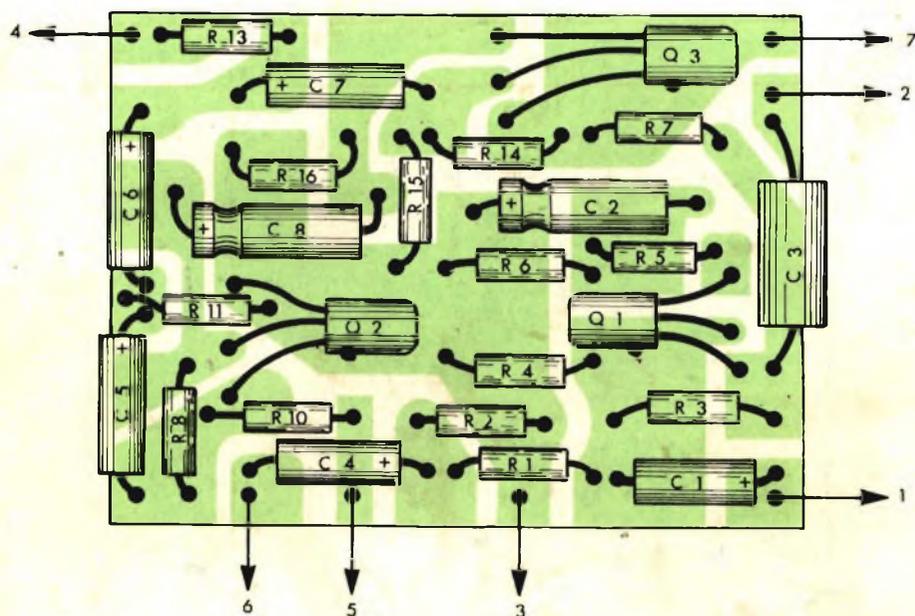
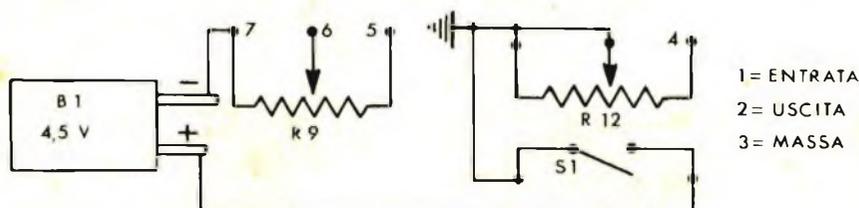


Fig. 3 - Disposizione delle parti sul pannello recante il circuito stampato.

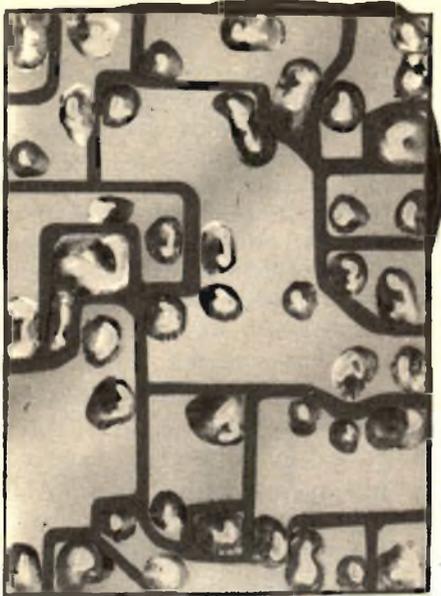


Fig. 4 - Veduta posteriore del pannello con il circuito stampato.

Operazioni finali

Collegare l'ingresso e l'uscita del tremolo così realizzato, con gli stessi tipi di prese e spine disponibili nel microfono e sull'amplificatore, in modo che sia possibile inserire e disinserire l'apparecchio senza alcuna saldatura; inoltre in qualsiasi momento il tremolo potrà essere escluso e l'amplificatore tornare alle primitive condizioni di funzionamento.

Il circuito stampato, le batterie e i potenziometri possono essere racchiusi in una scatoletta metallica avendo cura di isolare il tutto per non provocare corti circuiti; come già accennato, il complesso può essere collocato nella posizione che l'operatore ritiene più opportuna senza che per questo ne venga in alcun modo influenzato il buon funzionamento.

Questo tremolo è stato da noi applicato a una chitarra elettrica trasformandone la resa e gli effetti sonori in modo veramente sorprendente.

ELENCO DEI COMPONENTI

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.	Prezzo Listino
B1	Batteria 4,5 V	I/310	—
C1	Condensatore elettrolitico 2 μ F 6 V	B/331	80
C2	Condensatore elettrolitico 50 μ F 6 V	B/333	100
C3	Condensatore carta 20 μ F	B/179-3	42
C4	Condensatore elettrolitico 2 μ F 6 V	B/331	80
C5	Condensatore elettrolitico 0,5 μ F 12 V	B/350	110
C6	Condensatore elettrolitico 0,5 μ F 12 V	B/350	110
C7	Condensatore elettrolitico 0,5 μ F 12 V	B/350	110
C8	Condensatore elettrolitico 50 μ F 6 V	B/333	100
Q1	Transistore	OC75	990
Q2	Transistore	OC71	920
Q3	Transistore	OC71	920
R1	Resistenza 47 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R2	Resistenza 47 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R3	Resistenza 1 M Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R4	Resistenza 39 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R5	Resistenza 330 Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R6	Resistenza 150 Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R7	Resistenza 4K7 1/2 W 10%	D/32	18
R8	Resistenza 47 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R9	Potenziometro 1 K Ω lineare	D/202	360
R10	Resistenza 1 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R11	Resistenza 10 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R12	Potenziometro 25K lineare + interruttore SI	D/204	520
R13	Resistenza 2K2 1/2 W 10%	D/32	18
R14	Resistenza 22 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R15	Resistenza 22 K Ω 1/2 W 10%	D/32	18
R16	Resistenza 4K7 1/2 W 10%	D/32	18
	2 Manopole	F/390	2x126



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

Da « Wireless World »

L' apparecchio portatile a transistori, qui descritto, consente la misura della capacità dei condensatori su scala lineare, per tre portate (0-1.000 pF, 0-0,01 μF, 0,1 μF) con un grado di precisione del 3%. Lo schema di principio dello strumento è visibile in fig. 1.

In esso un oscillatore funzionante alla frequenza f commuta alternativamente un condensatore campione C sulla tensione V e sullo strumento di misura M .

Il condensatore prima accumula una carica $Q = CV$, quindi si scarica su M . Data la frequenza f , la corrente media sullo strumento sarà: $I_m = Q/t = CVf$.

I tre parametri C , V ed f sono stati scelti in modo che l'indice dello strumento compia la massima deviazione. Il condensatore campione, venendo ad essere sostituito dal condensatore sotto misura, fa sì che lo strumento funzioni come un comparatore di capacità a lettura diretta.

Data la relazione considerata sopra, quanto maggiore sarà la sensibilità del microamperometro, tanto più basso sarà il valore capacitivo del condensatore che potrà essere misurato. D'altra parte, un

prodotto Vf elevato consente, sia di scegliere un microamperometro meno sensibile e quindi meno costoso, sia di estendere la portata dell'apparecchio verso valori più bassi di capacità.

Tuttavia, allo scopo di usare dei transistori per commutazione di frequenze relativamente basse, la più alta frequenza dell'oscillatore non dovrà sorpassare i 20 kHz.

Il limite inferiore di misura fissato a 100 pF a fondo scala è sufficiente anche per valutare piccole capacità fra collegamenti adiacenti, mentre per il limite superiore l'unico ostacolo è costituito dal-

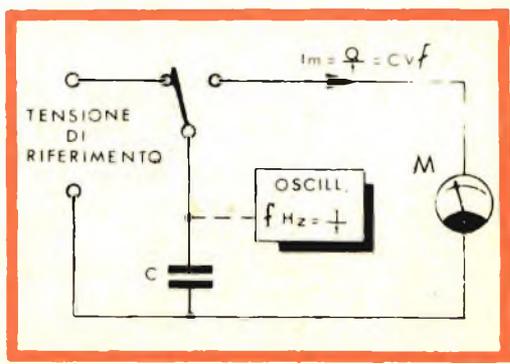


Fig. 1 - Schema di principio del capacimetro a lettura diretta.

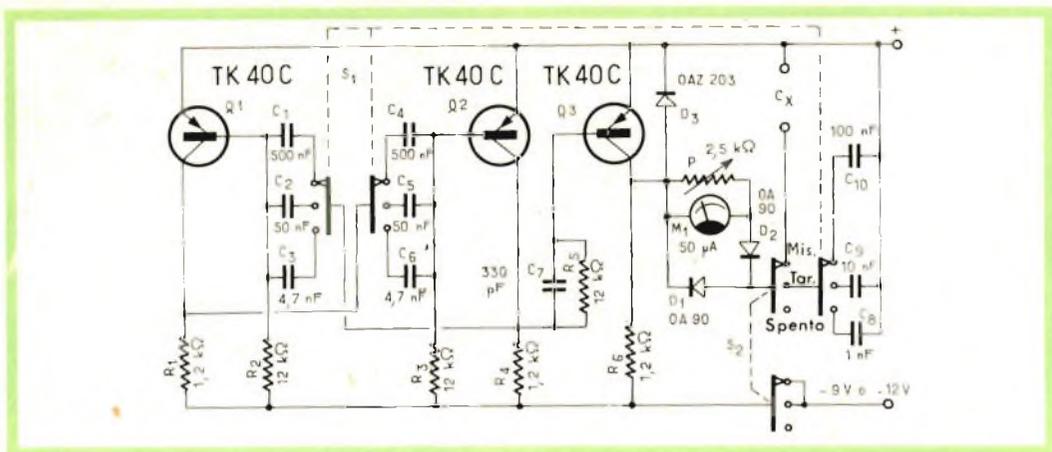


Fig. 2 - Schema elettrico del capacimetro a lettura diretta. Tutte le resistenze hanno una tolleranza del 10% e possono dissipare $\frac{1}{4}$ W; i condensatori da C₁ a C₇ hanno una tolleranza del 20% mentre C₈, C₉, C₁₀ dell'1%. Tutti i condensatori sono del tipo al polistirene.

l'ingombro del condensatore campione e dalle vibrazioni dell'indice sulle frequenze basse. La massima capacità misurabile sarà quindi di 0,1 μ F.

La tensione di riferimento, fornita da un diodo Zener, è anch'essa limitata dalle caratteristiche del diodo. La minima tensione di alimentazione è stata fissata ad 8 V; in tal modo si possono usare due batterie a 6 V ciascuna, oppure una batteria per ricevitori a transistori da 9 V. Quest'ultima è di ingombro e peso ridotti, ma ha una durata minore.

Il diodo Zener è il tipo OAZ 203 e può sopportare 6,2 V di tensione.

Come strumento indicatore è stato scelto un microamperometro da 50 μ A a fondo scala. Dato che è più facile shuntare un microamperometro che far variare nella messa a punto la frequenza di un oscillatore, il calcolo delle frequenze di commutazione è stato stabilito per una sensibilità dello strumento di 75 μ A.

Per le scale 0,1 — 0,01 e 100 pF, le frequenze sono state fissate rispettivamente a 125, 1250 e 12.500 Hz.

Lo schema completo dello strumento è dato in fig. 2. I transistori Q1 e Q2 costituiscono il classico multivibratore la cui frequenza è data dalla capacità del collegamento base-collettore. La tensione di forma rettangolare, prelevata dal collettore

di Q2, è applicata, tramite il circuito R5-C7, alla base del transistor Q3. La tensione del collettore di Q3 varia fra 0 e — 6 V, valore limitato del diodo Zener D3.

Quando Q3 è bloccato, il condensatore campione (o quello sotto misura) si carica a —6 V attraverso D1, quando invece il transistor conduce, il condensatore si scarica attraverso il microamperometro, il diodo D2 e lo stesso transistor.

Il potenziometro P ha lo scopo di calibrare lo shunt dello strumento. Le portate di misura vengono commutate dal selettore S1: si commuta S2 sulla posizione « calibratura » e, mediante il potenziometro P si fa in modo che l'indice dello strumento segni 50 μ A. A questo punto si connette il condensatore da misurare sui morsetti segnati « CX », quindi si passa sulla portata adatta e si legge sul microamperometro il valore di CX.

Portando l'indice dello strumento su 5 μ A, sempre operando col potenziometro P, si estende la portata delle misure fino a 1 μ F. Su questa portata la precisione della lettura è del 5%.

La posa dei collegamenti dell'apparecchio non presenta difficoltà, ma è opportuno far sì che risultino molto basse tutte le capacità residue, distanziando fra loro i collegamenti e tenendoli più corti che sia possibile. Si consiglia al riguardo di mon-

tare i diodi D1 e D2 direttamente sulle pagliette di connessione del commutatore. Anche i collegamenti allo strumento e ai morsetti CX devono essere tenuti cortissimi.

UN GRID-DIP PER L'ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI TV

Da « Radio Electronics »

Se in materia di allineamento dei circuiti AF e MF dei ricevitori TV lo strumento essenziale è il Wobbulatore, ciò nondimeno il grid-dip può, in molti casi, risolvere situazioni nelle quali lo stesso Wobbulatore non sarebbe utilizzabile. Si consideri, per esempio, il caso in cui i circuiti accordati di un televisore siano stati fortemente starati da riparatori inesperti.

In molte altre occasioni il grid-dip può riuscire di grande utilità, come quando si voglia conoscere la frequenza di risonanza di bobine e circuiti accordati, anche quando le valvole o i transistori mancano di alimentazione.

Come è noto un grid-dip è un oscillatore che viene più o meno strettamente accoppiato ai circuiti dei quali si voglia conoscere la frequenza di risonanza, frequenza che si traduce in un assorbimento di energia ad AF emessa dal grid-dip, che a sua volta dà luogo ad un abbassamento (dip) della corrente di griglia dell'oscillatore.

Nello schema elettrico (fig. 1) si noterà che come oscillatore è stato adottato il triodo tipo 6AF4-A, un triodo cioè capace di oscillare fino a frequenze di 300 MHz. Come circuito oscillante il Colpitts si presta ottimamente allo scopo, sia esso provvisto o no di un punto intermedio per le bobine intercambiabili.

Si evita così di far ricorso alle bobine di arresto, specie se si vuole coprire una vasta gamma di frequenza. In effetti è preferibile ricorrere a semplici resistenze di disaccoppiamento, tenuto conto che, se anche riducono la sensibilità del circuito, non provocano assorbimenti parassiti.

I dip vengono indicati da un micro-amperometro che misura costantemente la corrente di griglia del triodo oscillatore. Un potenziometro collegato in serie con la resistenza di griglia (10 k Ω), permette la regolazione della sensibilità. Per chi voglia valersi di un sistema auditivo di controllo, è stata prevista una presa a Jak per l'auricolare.

All'alimentazione, prelevata dalla rete d'illuminazione, si provvede con il raddrizzamento di una sola alternanza mediante diodo al silicio, mentre il filtraggio è assicurato da una cella di filtro costituita da due elettrolitici da 10 e da 50 μ F, da una resistenza da 2 k Ω e da un condensatore a carta da 2,2 nF.

Il grid-dip può essere usato come semplice ondometro e in tal caso il tratto griglia-catodo del triodo oscillatore si com-

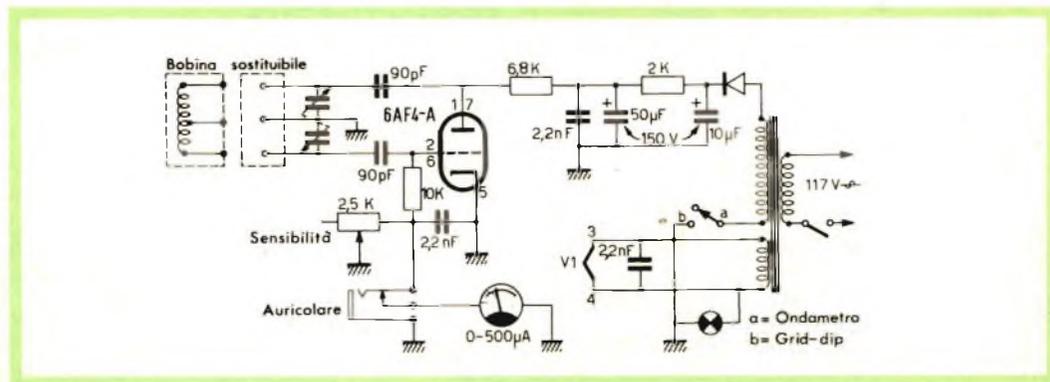


Fig. 1 - Schema elettrico del grid-dip per l'allineamento dei circuiti TV.

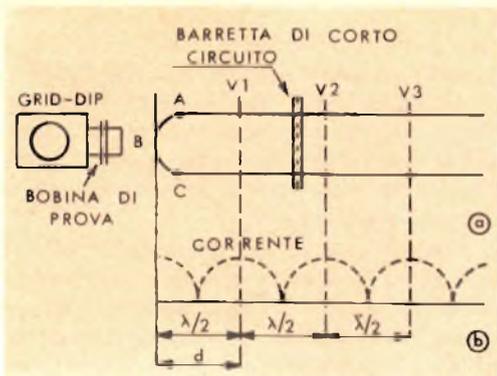


Fig. 2 - Metodo di prova delle bobine del grid-dip con l'aiuto dei fili di Lecher.

porta come un diodo raddrizzando così il segnale a radio frequenza irradiato dal circuito sotto misura.

Facciamo osservare che questo segnale dà luogo ad una corrente continua passante per un massimo (e non per un minimo come nel funzionamento in grid-dip) ogni volta che l'apparecchio viene regolato sulla stessa frequenza di quella emessa dal circuito di cui si vuol conoscere la lunghezza d'onda.

La parte più impegnativa della costruzione è costituita dalle bobine. Per le frequenze superiori a 30 MHz, come è il caso dei circuiti dei ricevitori TV, il sistema più semplice è quello di ricorrere ai

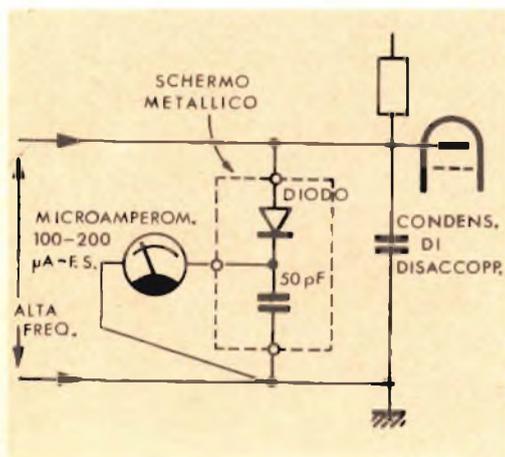


Fig. 1 - Circuito pratico per la prova dei condensatori di disaccoppiamento.

fili di Lecher. Si prendono due fili di rame del diametro di 10-20/10 di mm e si dispongono parallelamente con uno scarto fra di loro di 5-8 cm. (fig. 2a) e riuniti ad una delle estremità da un anello ABC, che verrà accoppiato all'avvolgimento del grid-dip che si vuole tarare in frequenza.

Questi due fili paralleli costituiscono una linea che, se viene eccitata dal segnale di AF emesso dal grid-dip, diviene sede di onde stazionarie.

Sapendo che su tale linea due massimi di corrente successivi sono separati da $\lambda/2$ (fig. 2b), sarà sufficiente misurare la distanza che separa due di questi punti e di moltiplicarla per due, per conoscere la lunghezza d'onda e, conseguentemente la frequenza irradiata dall'oscillatore del grid-dip.

La misura verrà fatta mediante una barretta di corto circuito che verrà fatta scorrere sulla linea, osservando contemporaneamente il microamperometro inserito nel circuito di griglia.

Ogni volta che la barretta passerà per un ventre di corrente (V1, V2, V3, ecc) vi sarà un assorbimento di energia da parte della linea e si osserverà una brusca caduta della corrente di griglia. Per maggior sicurezza, si misureranno le distanze che separano due o tre ventri di corrente consecutivi.

PROVA DEI CONDENSATORI DI DISACCOPIAMENTO

Da « Practical Television »

L'esame di un condensatore di disaccoppiamento può essere eseguito secondo il principio per il quale un condensatore presenta una impedenza tanto minore, quanto maggiore è la sua capacità e quanto più aumenta la frequenza del segnale a cui viene sottoposto.

Un condensatore di disaccoppiamento, solitamente di valore capacitivo relativamente alto, si comporta come un vero e proprio cortocircuito per le frequenze alte e questa è, d'altra parte la funzione che gli viene affidata.



ERSA

la grande marque internationale

Distributed by G.B.C. electronic component

Per provarne l'efficienza, basta dunque misurare il valore della sua impedenza. Senonchè, il riparatore, per economia di tempo, si accontenta di una indicazione di buon funzionamento e non di controllarne il valore e la relativa esattezza.

Lo schema proposto, illustrato in fig. 1, impiega un diodo OA85, oppure OA70 (il tipo non è strettamente impegnativo), in serie con un condensatore da 50 pF. Questi due elementi vengono collegati in parallelo sul condensatore in prova e ai capi di quest'ultimo si applica un segnale di alta frequenza.

Uno strumento della sensibilità di 100 o di 200 μA viene infine collegato in parallelo con il condensatore da 50 pF.

Se il condensatore di disaccoppiamento è difettoso o interrotto, tutto il segnale o una parte di esso passa attraverso il diodo e il condensatore, e determina ai capi di quest'ultimo una caduta di tensione tanto più importante quanto più è difettoso il condensatore di disaccoppiamento. Per contro, se il condensatore è buono, esso costituisce un corto-circuito e il microamperometro non fornisce alcuna indicazione.

Si fa osservare che le misure sono rapidissime e che non vi è affatto bisogno di dissaldare il condensatore, mentre possono essere eseguite su apparecchi non funzionanti, staccati cioè dalla rete di alimentazione.

COME TRASFORMARE UN TESTER IN MILLIVOLTMETRO E MILLIAMPEROMETRO

Da « Radio Electronics »

Si descrive qui un circuito adattatore a due transistori, alimentato da una pila a 3 V. Esso permette di trasformare un normale strumento universale di misura in un apparecchio molto più sensibile.

Lo schema qui riportato mostra i vari componenti circuitali e i rispettivi valori. Lo strumento è stato studiato per un tester avente una scala di 3 V in continua, una resistenza di $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$ ed una sensibilità massima di $60 \mu\text{A}$ con una resistenza interna di 4.000Ω .

Nel circuito di base si noterà un potenziometro ed un altro ancora nel circuito dei collettori. Entrambi servono alla calibrazione dello strumento.

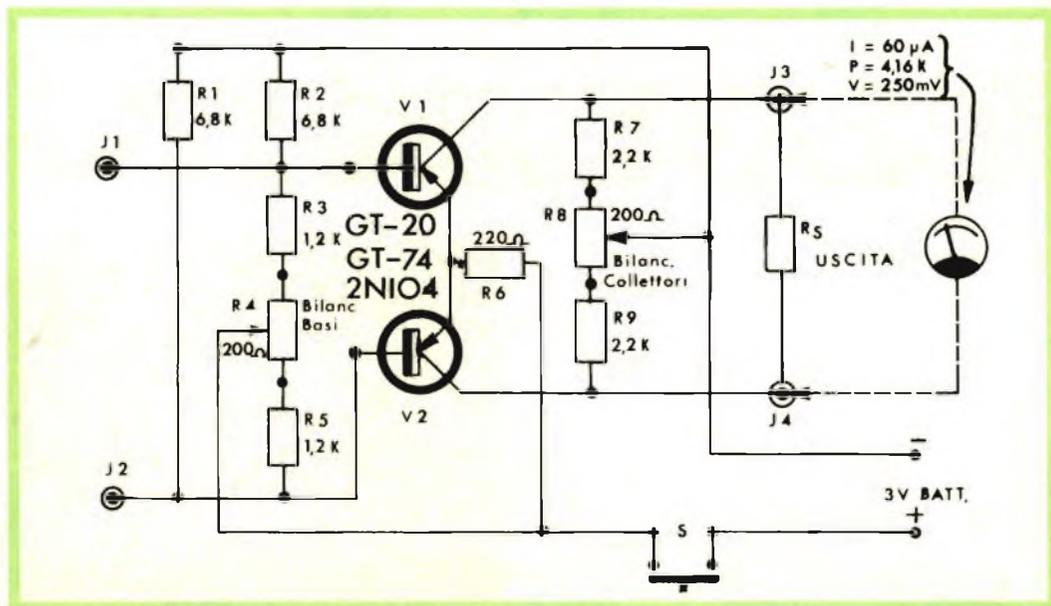


Fig. 1 - Circuito atto a trasformare un tester in millivoltmetro e in milliamperometro.



PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

Parte III

Influenza del sole e della luna sulle onde elettromagnetiche e predizione della propagazione

Le onde elettromagnetiche, ed in modo particolare le onde corte, oltre che subire delle variazioni aventi un andamento stagionale e giornaliero, sono molto sensibili al ciclo undecennale delle macchie solari, il quale nel periodo di massima attività, provoca una più intensa ionizzazione degli strati superiori della ionosfera, ed in modo particolare degli strati F, in conseguenza della maggiore emissione ultravioletta, mentre l'assorbimento dello strato D non aumenta con la stessa proporzione. Infatti, durante il periodo di massima attività solare, cioè quando sono presenti il numero maggiore di macchie, la propagazione delle frequenze alte migliora notevolmente e le comunicazioni a grande distanza sono sempre possibili, cosa che non avviene per le frequenze più basse che sono riflesse dallo strato D. Via via che ci si avvicina al minimo di attivi-

tà solare la propagazione delle frequenze alte tende a diminuire e durante gli anni in cui le macchie sono scarse la propagazione di tali frequenze è limitata alle frequenze diurne (figg. 1 e 2).

A tale riguardo è molto interessante notare che in questi ultimi tempi controllando accuratamente i dati in possesso sulla attività solare a partire dall'anno 1700, si è constatato che al periodo undecennale fa riscontro un altro ciclo la cui periodicità media può essere calcolata in circa trentacinque anni. Il massimo di tali massimi è

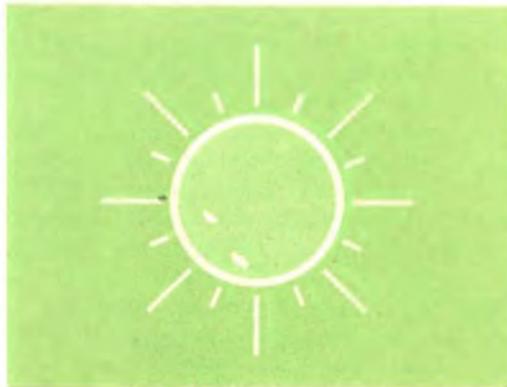


Fig. 1 - Periodo di minima attività delle macchie solari.

caduto recentemente, cioè nel 1959, mentre il minimo dei minimi probabilmente si verificherà nel 1990 la qual cosa darà luogo ad una notevole contrazione dello spettro delle frequenze utilizzabili per le comunicazioni a lunga distanza (graf. 1).

Le macchie solari sono indice della intensità ionica alla quale è strettamente legata la **frequenza critica**. Infatti per una data località, per una data ora e per un dato numero di macchie solari si ha una corrispondente **frequenza critica**. In considerazione del fatto che tale corrispondenza non è istantanea e che vale solo per valori medi rilevati ad intervalli abbastanza lunghi e che il numero delle macchie solari è prevedibile con notevole anticipo, si ha la possibilità di dedurre la probabile frequenza critica media, e naturalmente quella ottima, come abbiamo visto nel n° 8, con un anticipo di circa tre mesi. A tale conclusione si era giunti già dai primi esperimenti sulla propagazione delle onde corte rilevando come per ogni distanza esistesse un limite superiore della frequenza utilizzabile il cui valore era tanto più grande quanto maggiore era la distanza, almeno oltre i 4000 chilometri, che era maggiore nelle ore diurne che non in quelle notturne e che nelle ore diurne era maggiore in inverno mentre di notte era maggiore in estate.

Il procedimento adottato per la previsione della propagazione delle onde elettromagnetiche è il seguente: in alcune stazioni ionosferiche (ne esistono alcune centi-

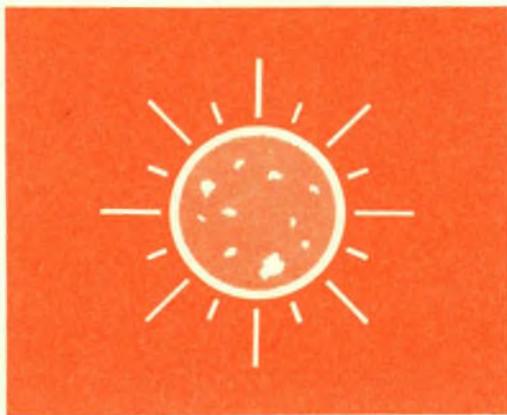


Fig. 2 - Periodo di massima attività delle macchie solari.

naia sparse in tutto il mondo) si considerano le frequenze critiche per un dato strato, ad esempio **F2**, che sono misurate in diverse ore del giorno, per un mese ricavandone la media mensile. La stessa media, per le stesse ore e per lo stesso mese, viene ricavata per molti anni di seguito e possibilmente per tutto un ciclo delle macchie solari. Contemporaneamente si prendono in considerazione le medie mensili delle macchie solari che sono segnalate dall'osservatorio di Zurigo per quel dato mese, indipendentemente dall'ora, e per gli anni successivi. Su un diagramma si riportano sulle ascisse le medie mensili delle macchie e sulle ordinate le frequenze dei corrispondenti mesi e riferiti ad una data ora. Questo procedimento naturalmente viene eseguito per tutte le 24 ore.

È stato rilevato che tra le due medie relative alle macchie solari e alle frequenze critiche esiste una relazione quasi lineare. I diagrammi di previsione vengono pubblicati ogni tre mesi dal **NATIONAL STANDARD BUREAU di WASHINGTON**.

L'azione della **Luna** sulla propagazione delle onde elettromagnetiche è oggetto di studi accurati da parte degli organi interessati, è però certo che la sua azione è piuttosto modesta. Sembra che quando l'angolo orario del nostro satellite, si trova al di sotto dell'orizzonte o al suo limite, si noti una leggera variazione nelle condizioni di propagazione. Un fenomeno simile sarebbe stato rilevato qualora la luna si trovi nella posizione più alta rispetto all'osservatorio. Si tratta di esperimenti che necessitano di conferme e che secondo lo **STETSON** sarebbero dovuti ad una carica negativa esistente nella superficie lunare che agirebbe, per repulsione elettrostatica, negli alti strati ionosferici.

Effetti meteorologici sulla propagazione delle onde elettromagnetiche

Come vedremo trattando delle evanescenti alle quali sono soggette le onde elettromagnetiche, la attenuazione di quest'ultime è causata principalmente dall'assorbimento che esse subiscono nello spazio. Ad esempio le onde centimetriche possono subire notevoli attenuazioni a causa



Fig. 3 - Perturbazione di una formazione temporalesca. Presentazione PPI con radar Selenia.

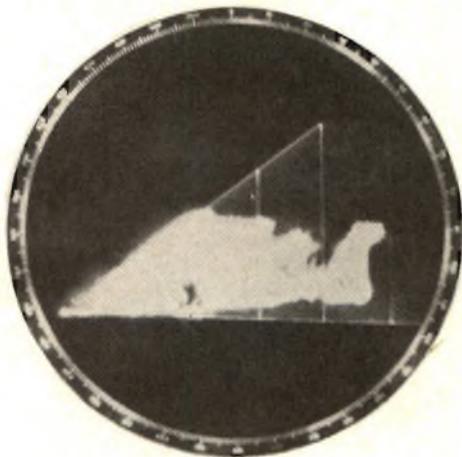


Fig. 4 - La stessa formazione temporalesca con presentazione RHI con radar Selenia.

degli agenti atmosferici quali la pioggia, la neve o la grandine, oltre a fenomeni di dispersione, e di riflessione, quest'ultimi molto dannosi per i rilevamenti radar. In linea di massima si può ritenere che l'attenuazione sia proporzionale alla densità della pioggia o della grandine e che cresca in ragione quadratica con l'aumentare della frequenza.

Se il fenomeno di riflessione delle onde centimetriche ad opera della pioggia consiglia l'uso di frequenze superiori ai 10 centimetri in presenza di precipitazioni, tale proprietà, che è notevole sull'onda di un centimetro, è utilizzata attualmente per la individuazione, a mezzo del radar, delle zone di precipitazione atmosferica. I radar meteorologici possono seguire automaticamente palloni meteorologici e misurare la velocità del vento a varie quote, scoprire le perturbazioni meteorologiche a grande distanza e analizzarle. In fig. 3 e 4 ad esempio, è visibile una formazione temporalesca presentata in PPI e RHI ottenuta tramite un radar meteorologico della **SELENIA**, una industria specializzata in apparecchiature per la radionavigazione con sede in Roma e che in Europa è all'avanguardia in tale genere di costruzioni.

Disturbi atmosferici e disturbi di origine cosmica

I temporali accompagnati da tuono, e quindi da scariche elettriche, oppure da estesi banchi di nuvole del tipo temporalesco che scaricano energia fra loro, possono essere causa di notevoli disturbi che non sono eliminabili nei ricevitori a modulazione di ampiezza. I disturbi atmosferici in definitiva non sono altro che oscillazioni elettriche, molto smorzate e ricchissime di armoniche che possono passare attraverso i circuiti accordati ed essere rivelati unitamente ai segnali utili. Naturalmente l'intensità delle frequenze armoniche diminuiscono via via che si va verso le frequenze più alte ragion per cui mentre le onde lunghe, le onde medie e le onde medie-corte sono generalmente molto influenzate dai disturbi atmosferici, il disturbo si attenua per le frequenze più alte fino a risultare quasi nullo per le frequenze superiori ai 30 MHz.

I disturbi dovuti alle scariche atmosferiche si possono suddividere in tre tipi essenziali, tenendo presente che le due ultime categorie generalmente possono essere conglobate fra loro.



Fig. 5 - Antenna mobile adatta a captare i segnali trasmessi dai satelliti.

a) **Atmosferici isolati**, che presentano carattere instabile, sia riguardo alla stagione che alla località ed alle ore. Sono frequenti d'estate, e possibili all'inverno.

b) **Atmosferici fluttuanti**, che danno luogo a crepitio quasi continuo e che si notano prevalentemente durante l'estate e di giorno nelle zone temperate. Essi sono quasi sempre presenti nelle zone equatoriali.

c) **Atmosferici intensi e continui**, che si presentano sotto forma di scariche violente seguite, negli intervalli, da atmosferici aventi le caratteristiche della classe b.

La portata delle scariche atmosferiche, a partire dal loro punto di origine, dipende naturalmente dall'intensità del temporale e delle relative scariche elettriche. Per manifestazioni temporalesche deboli, o per scariche fra nubi e nubi isolate, la distanza può essere estesa a pochi chilometri. Durante le manifestazioni più violente esso può invece superare anche i 200 km.

Nella fig. 6 è riportata una mappa del globo nella quale è visibile la distribuzione degli atmosferici nelle varie stagioni. Le linee orizzontali indicano i punti di equidisturbo, la prima cifra nel codice che riportiamo qui sotto indica l'intensità dei disturbi in inverno, la seconda in primavera, la terza in estate, la quarta in autunno.

1 = intensità molto debole - presenza rara

2 = piuttosto deboli - presenza saltuaria

3 = discreti - relativamente frequenti

4 = forti - molto frequenti

5 = fortissimi - frequentissimi.

Si definiscono invece come disturbi cosmici, quei disturbi che hanno la loro origine in sistemi extra-terrestri, e che esamineremo in altra occasione, dato che la loro importanza investe maggiormente il campo della radioastronomia.

PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTRO-MAGNETICHE IN FUNZIONE DELLA LORO LUNGHEZZA

Onde comprese fra i 30.000 metri ed i 3.000 m (10-100 kHz)

La propagazione di tali onde, note con il nome di **onde lunghissime**, è caratterizzata dalla debolissima attenuazione che subisce la componente di superficie che consente i collegamenti a grandissima distanza.

Dato che le onde lunghissime penetrano pochissimo negli strati più bassi della ionosfera, la componente ionosferica è praticamente trascurabile e perciò gli eventuali fenomeni di evanescenza presentano un periodo molto lungo e lento. Per le frequenze più alte si nota una maggiore tendenza alla ricezione a grande distanza nelle ore notturne e durante la stagione invernale. Esse sono anche usate per trasmettere comunicazioni ai sommergibili in immersione.



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



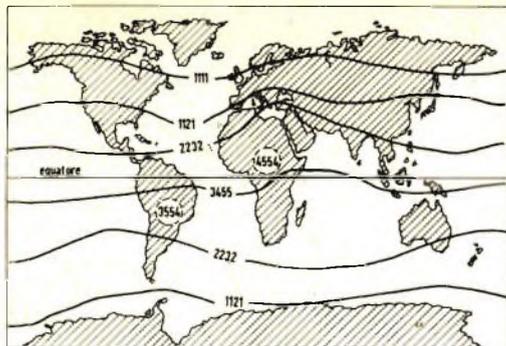


Fig. 6 - Distribuzione dei disturbi atmosferici.

Onde comprese fra i 3.000 m ed i 600 m (100-500 kHz)

I fenomeni ionosferici sono leggermente più sensibili in questa gamma, nota con il nome di **onde lunghe**, almeno nei confronti della gamma precedente, e di conseguenza l'azione della componente di superficie è più limitata.

Sebbene l'onda di superficie, per potenze notevoli, possa consentire di raggiungere distanze notevoli, i maggiori percorsi, nelle ore notturne sono dovuti alla componente ionosferica riflessa dagli strati più bassi. La ricezione a distanza è sensibilmente migliore durante la stagione invernale e naturalmente durante la notte.

Onde comprese fra i 600 m ed i 150 m (500-2000 kHz)

Si tratta di una gamma di notevole importanza dato che essa è utilizzata tanto nel servizio mobile quanto dalle stazioni di **radiodiffusione**.

Durante il giorno la propagazione di questo tipo di onde avviene esclusivamente tramite l'onda di superficie dato che l'onda ionosferica, in condizioni normali di propagazione, è quasi totalmente assorbita. In considerazione di tale fatto la ricezione diurna, a seconda della potenza del trasmettitore, è possibile a distanze massime di **100-150 km** per percorsi terrestri o misti, e fino a **250 km** per percorsi marini. La ricezione diurna a distanza, che si ve-

rifica in talune circostanze, è da attribuire alle componenti ionosferiche, che generalmente sono riflesse molto attenuate, e di conseguenza la loro ricezione è sempre debole ed accompagnata da notevoli effetti di evanescenza (fig. 7).

L'onda di superficie si attenua tanto più rapidamente quanto minore è la conducibilità del suolo e quanto più alta è la frequenza usata.

Durante la notte le componenti ionosferiche subiscono riflessioni nello strato **E** ed anche in quello **F1**, e quindi subendo un minore assorbimento per la scomparsa degli strati inferiori, possono superare distanze notevoli. Ciò spiega la ricezione delle stazioni radiofoniche lontane nelle ore serali. In questo caso la ricezione nelle vicinanze del trasmettitore è assicurata dalla componente di superficie e quella a distanza dalla componente ionosferica. Nelle zone intermedie, dove le due componenti si equivalgono ed arrivano contemporaneamente con fase diversa, si notano sensibili fenomeni di evanescenza.

Onde comprese fra i 150 m ed i 10 m (2.000-30.000 kHz)

Queste onde sono caratterizzate dalla rapida attenuazione che subisce l'onda di superficie con l'aumentare della frequenza. Infatti per frequenze fino a 3.000 kHz le comunicazioni con tale tipo di onde sono possibili fino a distanza discreta, ma per le frequenze più alte il raggio di azione diretto scende rapidamente fino ad annullarsi a pochi chilometri dal trasmettitore. Di conseguenza la principale caratteristica di dette onde è quella di propagarsi per via ionosferica ed il loro comportamento è diverso a seconda delle ore del giorno, delle stagioni, delle condizioni della ionosfera e come abbiamo detto, dell'attività delle macchie solari. A titolo orientativo diamo qualche ragguaglio relativo alla ricezione in Italia delle varie gamme d'onda relative alle stazioni di radiodiffusione.

Gamma degli 80 m

Generalmente sono ricevibili, di giorno, le stazioni relativamente vicine: in buone

condizioni di propagazione, nel tardo pomeriggio sono udibili le stazioni sud africane e le indiane. Di notte sono ascoltabili le stazioni sud-centro americane. La ricezione è migliore in autunno ed in inverno trattandosi di una gamma che durante l'estate è molto disturbata dagli atmosferici.

Gamma dei 49 m

Gamma diurna adatta per distanze europee e notturne per medie distanze. Nel periodo di scarsità delle macchie solari è adatta per grandi distanze. Durante la notte, particolarmente durante la stagione invernale, sono udibili le stazioni americane. Al mattino quelle orientali, e al pomeriggio le stazioni africane e quelle del vicino oriente.

Gamma dei 41 m

Gamma molto nota perchè usata dai radioamatori. Con media attività solare, è adatta per brevi e medie distanze. Le sta-

zioni europee sono quasi sempre seguibili nelle ventiquattro ore, per quanto nelle ore serali e notturne siano accompagnate da notevoli fenomeni di evanescenza. A seconda delle stazioni e delle ore del giorno sono udibili in tale gamma le stazioni del lontano e medio oriente e quelle australiane, prevalentemente di giorno, quelle americane si ricevono meglio nelle ore notturne.

Gamma dei 31 m

Ottima banda nella quale, in tutte le stagioni, è possibile la ricezione delle stazioni europee quasi con continuità. Di notte buona la ricezione delle stazioni americane e di alcune orientali. Al mattino ed al pomeriggio si ricevono le stazioni orientali, comprese le australiane e le sud africane.

Gamma dei 25 m

Si tratta di una buona gamma che però risente in modo particolare dell'attività so-

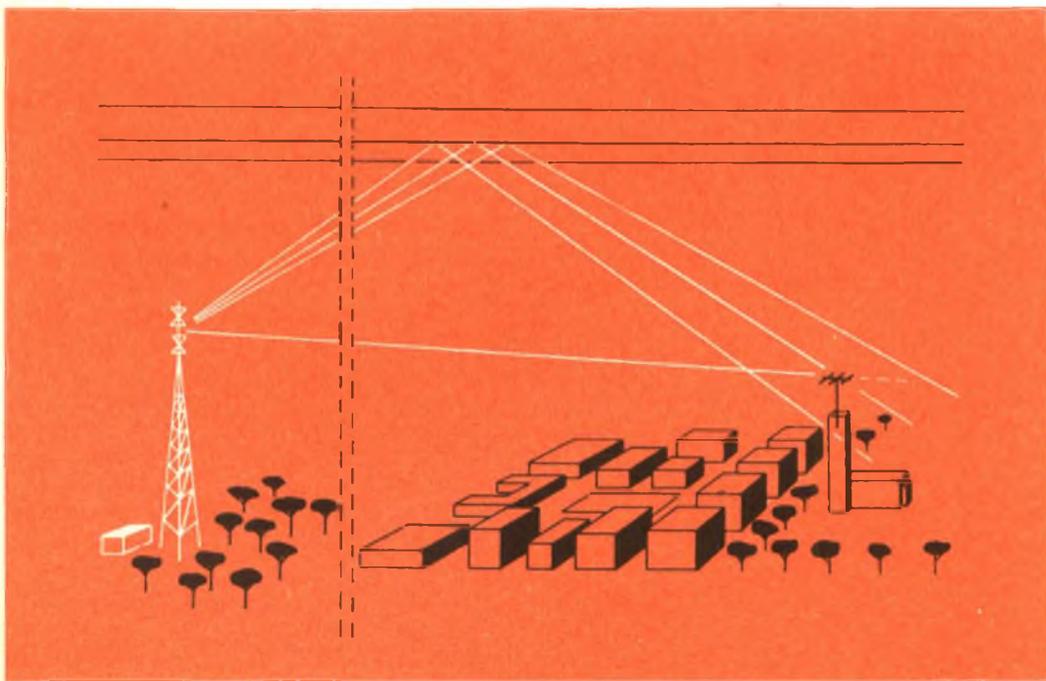


Fig. 7 - Ricezione: incerta ed instabile. Valore del segnale: fortemente variabile.

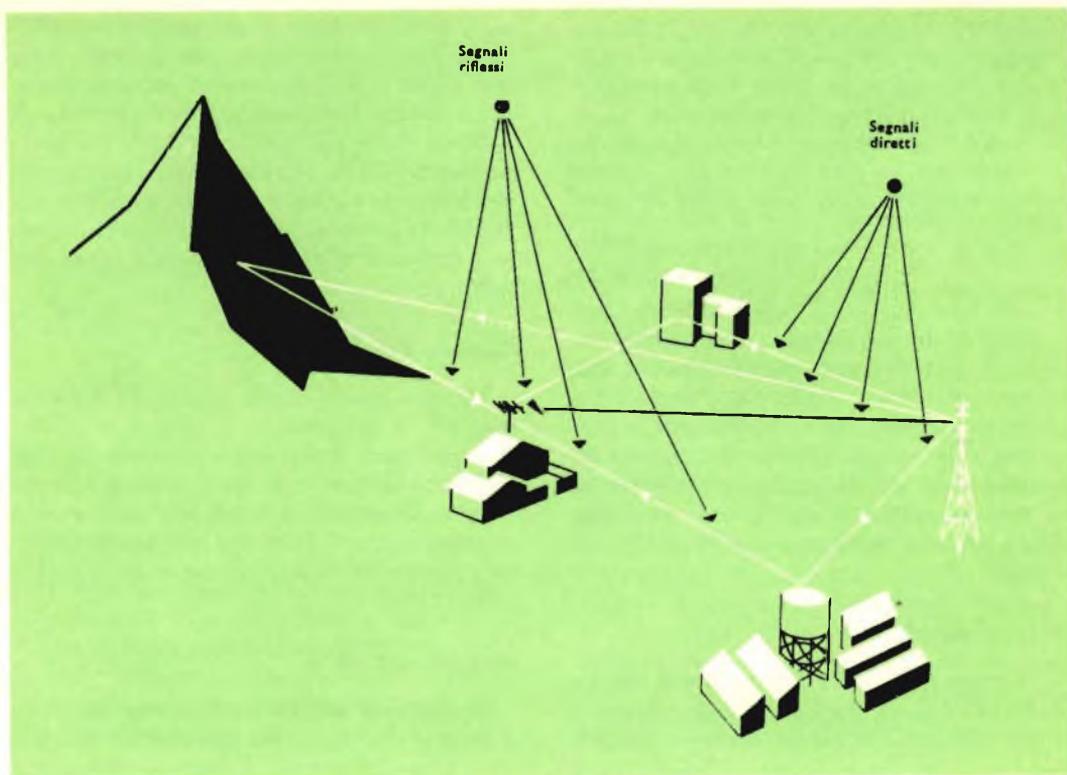


Fig. 8 - Propagazione delle onde metriche, riflessioni dovute ad ostacoli.

lare. Le stazioni europee sono quasi sempre seguibili, sebbene sovente con effetti di evanescenza. Le stazioni americane, durante l'inverno si ricevono a partire dalle prime ore del pomeriggio e della sera durante l'estate. Le orientali si ricevono al mattino al pomeriggio e talvolta durante la notte.

Gamma dei 19 m

Gamma praticamente diurna nei periodi di minima attività solare e d'inverno. D'estate la ricezione delle stazioni americane è possibile fino a notte inoltrata nei periodi di massima attività solare. Durante il mattino ed il pomeriggio sono ricevibili le stazioni australiane e le orientali. Le stazioni europee si ricevono bene di giorno mentre di notte sono quasi sempre molto evanescenti.

Gamma dei 16 m

Gamma prevalentemente diurna per grandi distanze. All'estate, con massima attività solare, la ricezione delle stazioni americane, che inizia nelle prime ore del pomeriggio si prolunga fino a tarda sera. All'inverno invece la propagazione si chiude con la prima sera. Stazioni orientali e australiane sono ricevibili prevalentemente al mattino ed al pomeriggio, le europee di giorno.

Gamma dei 13 m

Altra gamma eminentemente diurna per grandi distanze e per periodi di massima attività solare. Durante il giorno sono ricevibili sia le stazioni orientali, che quelle sud africane, e americane. Le stazioni eu-

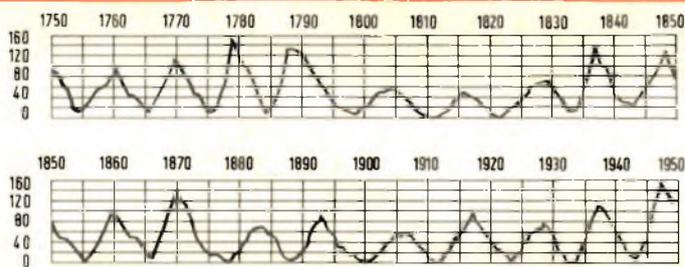
è arrivato
un treno
carico carico di
componenti
elettronici
radio - tv -
registratori per



ROMA

V.LE CARNARO,18/A/C/D/E - TEL.89.48.94





Cicli dell'attività solare dal 1750 al 1950, le macchie solari sulle ascisse sono indicate con i numeri relativi o di Wolf.

ropee sovente sono affette da fenomeni di evanescenza.

Gamma degli 11 m

Gamma esclusivamente diurna per grandi distanze ed usata esclusivamente in periodi di massima attività solare. Sono udibili le stazioni africane, americane, australiane ed anche le europee.

Onde inferiori ai 10 m

Come abbiamo detto si tratta di onde che sono usate prevalentemente per le comunicazioni fra punti ottici, o per comunicazioni a grandissima distanza, con satelliti, astronavi ed apparecchi similari, e che talvolta possono essere ricevute a distanze notevoli grazie al fenomeno della inversione della temperatura nella troposfera oppure per dispersione.

Frequenze adatte alle comunicazioni con i satelliti artificiali e le astronavi

Le onde elettromagnetiche destinate ai controlli telemetrici ed al telecomando dei satelliti artificiali ed alle comunicazioni con le astronavi, devono attraversare gli alti strati della atmosfera, talvolta nel doppio senso di andata e ritorno, come nel caso dei segnali telemetrici.

Le onde comprese fra i 10 ed i 30 MHz, se inviate con un angolo appropriato e quelle fino a 200 MHz, praticamente non subiscono alcuna attenuazione ad opera

degli strati ionosferici e di conseguenza l'unica perdita che si manifesta, e che è calcolabile con le note formule, è quella dovuta alla distanza che esse devono percorrere.

Le onde aventi frequenza superiore ai 200 MHz sono invece soggette ad un certo assorbimento, da parte degli strati ionosferici, che cresce in modo piuttosto notevole fra gli 800 MHz ed i 7000 MHz ed in maniera rilevante dopo tale gamma di frequenze cosicchè le frequenze superiori ai 20.000 MHz, anche se inviate verticalmente nello spazio, sono da ritenere inutilizzabili per un tale genere di comunicazioni.

D'altra parte i fenomeni meteorologici quali la pioggia, la neve e la grandine rappresentano un serio ostacolo, come abbiamo già detto precedentemente, per le frequenze superiori ai 10.000 MHz.

Come è noto i sovietici, che per primi hanno effettuato comunicazioni di tal genere, si sono orientati in primo luogo su frequenze proprio della gamma delle onde corte e cortissime e su altre comprese fra i 100 e gli 8000 MHz, gli americani a loro volta hanno scelto frequenze di 108, 1725, 4000 e 6000 MHz ed altre dello stesso ordine.

Nella scelta delle frequenze da usare per comunicazioni spaziali è opportuno tenere conto dei rumori cosmici provenienti da talune costellazioni, dal sole e dalla luna i quali su alcune gamme molto ristrette sono talvolta molto intensi.

SISTEMI

QUALE IL VINCITORE

P

resentato per la prima volta nel Gennaio del 1963, il sistema « P.A.L. » dall'inglese « Phase Alternation Line », ossia « riga a fase alternativa », è stato messo a punto nei laboratori della Germania Occidentale.

Qualche particolarità del sistema

I ricevitori adatti al funzionamento in base al principio « P.A.L. » non implicano la necessità di disporre di controlli manuali per la regolazione della tonalità media di colore, in quanto questo procedimento provvede automaticamente a compensare gli errori di trasmissione che dipendono dalla fase, sebbene sia mantenuta essenzialmente la classe di modulazione favorevole adottata nel sistema « NTSC ». Allo scopo di realizzare la suddetta compensazione, la fase di uno dei due settori di modulazione, di cui si compone la « Modulazione di quadratura », viene spostata di 180° da una riga all'altra nello stesso trasmettitore: da ciò proviene appunto la definizione « P.A.L. » (riga a fase alternativa).

Un nuovo metodo di demodulazione

In seno al ricevitore, il sistema « P.A.L. » ricorre all'impiego di una classe di demodulazione assolutamente nuova, che permette di recuperare, senza alcun errore di trasmissione, i due segnali che determinano il colore, e che vengono irradiati ad opera del trasmettitore. A tale scopo, le informazioni di colore trasmesse durante una riga sono tra loro differenziate dalla durata di analisi di una riga (scansione orizzontale), e — successivamente — vengono riunite in fase con l'informazione compresa nella riga che segue immediatamente. In seguito all'addizione tra loro delle due informazioni di riga differenziate, e messe in fase sulla frequenza portante, uno dei due segnali risulta separato, mentre l'altro risulta a sua volta separato ad opera della sottrazione, e — quest'ultimo — indipendentemente dall'errore di fase. A tale scopo, è necessario disporre di una linea di ritardo — la medesima, del resto, che risulta compresa anche nel ricevitore funzionante col principio SECAM. La suddetta

linea di ritardo funziona, all'incirca, in base al principio seguente:

Ad un tratto, il segnale di colore della frequenza portante, il cui valore si aggira intorno ai 4,43 MHz, viene convertito — ad opera di un trasduttore ceramico, fissato su di un supporto di vetro. — in un segnale ad onde ultrasoniche. Questo segnale percorre, successivamente, il citato supporto di vetro, e — una volta trascorsa la durata della scansione di una riga (che si aggira intorno a 64 microsecondi), esso raggiunge l'estremità opposta del supporto stesso, in corrispondenza della quale esso viene applicato ad un analogo trasduttore, il quale provvede a ritrasformarlo in un segnale di tensione alla frequenza portante.

Dopo essere stato portato ad assumere il medesimo valore, il segnale di ingresso e quello di uscita vengono successivamente sommati in un ponte a resistenze, o — rispettivamente — sottratti in un altro. L'effetto del demodulatore può essere spiegato nel modo più semplice, come segue: i due segnali modulati e sfasati tra loro di 90° in una riga devono essere considerati come grandezze complesse; essi subiscono una tale forma di conversione ad opera del trasmettitore, nella riga successiva, che la grandezza complessa giunge al ricevitore in forma coniugata.

Come è noto, dalla somma di due di tali tipi di grandezze, risulta il doppio della componente reale, e dalla loro sottrazione, risulta invece il doppio della componente immaginaria.

La commutazione prevista nel trasmettitore implica, anche nel ricevitore, la necessità della presenza di un commutatore. Quest'ultimo, pertanto, è costituito da un semplice commutatore a diodo, con l'aiuto del quale si provvede ad effettuare, in sincronismo col trasmettitore, l'inversione di polarità di uno dei due segnali, da una riga all'altra.

Nel sistema SECAM, si riesce ad ottenere l'indipendenza di fase grazie all'adozione del seguente provvedimento: si rinuncia ad eseguire la trasmissione di una informazione di colore in ogni singola riga, e si provvede a simulare nel ricevi-

tore, mediante un particolare accorgimento, la presenza di due segnali, necessaria per la riproduzione dei colori. Nel sistema « P.A.L. » — invece — le due informazioni di colore vengono trasmesse integralmente, e si fa uso, per la formazione dei suddetti segnali di colore, di quattro informazioni (ogni volta due per ciascuna riga). Da questo effetto di integrazione deriva un notevole miglioramento agli effetti della riproduzione dell'immagine, e — inoltre — il vantaggio che la tonalità di colore risulta assolutamente indipendente dalle distorsioni che si verificano in trasmissione.

A differenza di quanto accade nel ricevitore funzionante sul sistema NTSC, nel sistema « P.A.L. » occorre la presenza della linea di ritardo, la quale — come già si è detto in precedenza — è del pari necessaria nel sistema denominato « SECAM », oltre al commutatore elettronico. Per quanto riguarda la linea di ritardo, il cui funzionamento si basa su di un semplice principio tecnico, si può presumere che essa verrà prodotta ad un prezzo sufficientemente vantaggioso, se la produzione sarà di quantitativi rilevanti. L'eventuale successivo sviluppo di nuove tecniche di montaggio per una linea di ritardo semplificata, e provvista di un solo trasduttore, permetterà — ovviamente — di ridurre ulteriormente il costo in modo considerevole.

Assenza della distorsione della banda laterale unica

Un altro vantaggio che caratterizza il sistema « P.A.L. », risiede nel fatto che esso risulta indipendente dalle distorsioni derivanti dall'impiego di una banda laterale unica. I tre diversi sistemi europei a 625 righe, per i quali deve essere introdotta la Televisione a colori, differiscono tra loro per la diversa larghezza della rispettiva banda « video ». Ciò ha per conseguenza che possono prodursi delle distorsioni dovute appunto alla banda laterale unica, se lo spettro di un segnale « video » disponibile è più ampio di quello che l'apparecchio trasmittente è in gra-

do di irradiare. Il sistema « P.A.L. » — al contrario — offre la possibilità di trasmissione a larga banda di un segnale, fino a raggiungere il trasmettitore, in corrispondenza del quale la citata larghezza di banda è suscettibile di essere ridotta, nel peggiore dei casi, senza introdurre alcun peggioramento.

Questo provvedimento non risulta nocivo agli effetti pratici, in quanto le due bande laterali dell'informazione di colore vengono irradiate, da riga a riga, alternativamente. In seguito all'aggiunta della frequenza portante delle due righe, le due bande laterali — sia pure solo in apparenza — sono ancora disponibili nel ricevitore nonostante la loro riduzione, e ciò in quanto la banda laterale non ridotta apparentemente alla riga precedente, viene a sostituirsi la banda laterale ridotta della riga in corso.

Nei confronti degli errori di fase non eccessivamente pronunciati, che si verificano in trasmissione, è possibile realizzare, per il sistema « P.A.L. », un demodulatore (meglio definito come decodificatore) notevolmente semplificato, senza linea di ritardo, che — per quanto concerne i mezzi aggiuntivi necessari — non differisce che di poco rispetto al demodulatore adottato per il sistema NTSC. Se ad uno dei demodulatori di un ricevitore funzionante in base al sistema NTSC si aggiunge un commutatore elettronico che provochi uno sfasamento di 180° , ossia da una riga all'altra, della portante cromatica, in tal caso, sullo schermo del cinescopio, appariranno come complementari le alterazioni del colore, e ciò in caso di errore di trasmissione nelle righe successive. Nel frattempo, l'occhio provvede a formare — tra queste due righe — il valore medio di colore, col risultato che il colore effettivo viene percepito dall'osservatore con sufficiente esattezza. Nella eventualità che l'errore sia invece eccessivo, le righe dei colori complementari possono essere osservate separatamente. Questa compensazione dell'errore, eseguita dal semplice ricevitore, è del tutto insufficiente entro i limiti di errore che esistono in pratica, ed è proprio per que-

sto motivo che si ottiene un miglioramento decisivo, in rapporto alle caratteristiche della ricezione secondo il sistema NTSC. Ciò è sottolineato inoltre dal fatto che la possibilità di funzionamento anche senza la linea di ritardo, attribuisce al sistema « P.A.L. » un carattere notevolmente universale.

Considerazioni sulla compatibilità

La compatibilità di questo nuovo sistema corrisponde, più o meno, a quella del sistema NTSC, sebbene il valore della frequenza portante dell'informazione cromatica sia leggermente modificato. La sua grande analogia col sistema NTSC permette la realizzazione di semplici convertitori di frequenza, mediante il cui impiego è possibile convertire un segnale trasmesso nel sistema NTSC (con il valore modificato della frequenza della portante dell'informazione cromatica), in un segnale corrispondente al sistema « P.A.L. », o viceversa, e ciò senza implicare la necessità di modulare un'altra volta. Le caratteristiche della percentuale di rumore e le altre caratteristiche di perturbazione sono inoltre della stessa buona qualità di quelle che sussistono nel sistema NTSC.

Tale affinità potrebbe quindi permettere di trarre largo profitto delle esperienze acquisite nei confronti del sistema NTSC, nel corso delle prove sperimentali sino ad ora effettuate, tanto più che qualsiasi ricevitore realizzato in conformità al sistema « P.A.L. » può essere impiegato come ricevitore nel sistema NTSC per i medesimi segnali di modulazione (J e Q), mediante semplice commutazione, e senza la necessità di prevedere dei mezzi tecnici aggiuntivi.

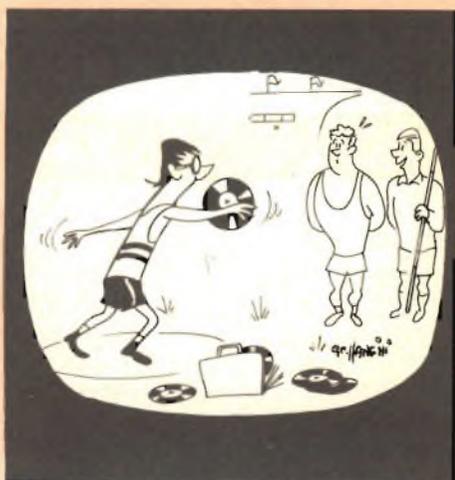
(Abbiamo pertanto esaminato il confronto tra le prerogative dei tre sistemi che sono attualmente tra loro in concorrenza, ossia i sistemi SECAM, NTSC e P.A.L., un trio certamente di grande interesse, ma quale sarà il fortunato vincitore? Nessuno può ancora affermare nulla in proposito, ed è questo il motivo per il quale concludiamo questa breve nota dicendovi... continua).



video
risate



"...Inquadrato sul video vedete ora il fakiro Burma, della squadra olimpica indiana, facilmente riconoscibile per il caratteristico modo di portare le scarpette..."



"E' un super-raffinato il campione che vedete sul video in questo momento: lancia solo dischi di Chopin..."



OLIMPIADI e... MAL DI DENTI



"...Amici sportivi, un fatto nuovo: pare che nella formazione di pallanuoto che capeggia il torneo, l'arbitro abbia scoperto un 'baro'..."

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

a cura di L. Biancoli

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte seconda - IL DIODO

Per spiegare in forma didattica il funzionamento di tutti i tipi di valvole esistenti, occorrerebbe uno spazio assai maggiore di quello che possiamo dedicare ad ogni singolo tema. Per questo motivo, ci limiteremo — in questa occasione — a considerare i principi basilari che governano il funzionamento del diodo, ossia della forma più semplice della valvola termoionica.

La forma più semplice di valvola termoionica contiene due soli elettrodi, e precisamente un **catodo**, avente il compito di emettere elettroni quando viene portato ad una certa temperatura, ed un **anodo** (detto anche **placca**), avente il compito di raccogliere, attirandoli, gli elettroni emessi dal catodo.

Il termine « **diodo** », che definisce appunto un tipo di valvola munito di due soli elettrodi (catodo ed anodo) deriva dalla contrazione di due termini, il primo dei quali sta ad indicare il numero « due », ed il secondo è la desinenza della parola elettrodo. Come vedremo in seguito, il medesimo metodo viene usato per definire gli altri tipi di valvole, munite di un numero di elettrodi maggiore.

Per il funzionamento di un diodo, occorrono due sorgenti distinte di energia elettrica: una di esse fornisce la corrente

necessaria per portare il catodo alla temperatura di emissione, mentre l'altra ha il compito di fornire la tensione di polarizzazione che conferisce all'anodo la facoltà di attirare gli elettroni liberati dal catodo.

Come apprendiamo dai principi fondamentali di elettrologia, affinché una corrente elettrica possa scorrere in un circuito, è necessario che questo sia chiuso: intendiamo dire con ciò che gli elettroni messi in movimento ad opera della tensione fornita dalla sorgente di energia, devono avere la possibilità di tornare alla sorgente stessa, dopo aver percorso il circuito al quale la tensione viene applicata.

Anche nel caso della valvola termoionica più semplice, vale il suddetto principio: di conseguenza, una volta applicato alla placca un potenziale positivo fornito da una data sorgente, al fine di conferirle

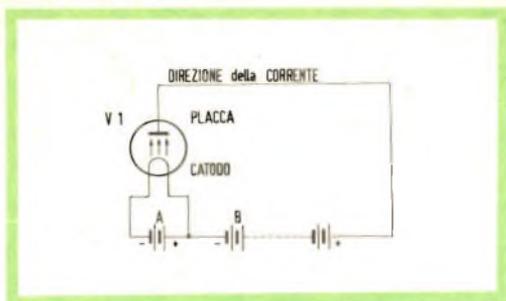


Fig. 6 - Per il funzionamento di un diodo, occorrono due sorgenti di tensione: una che fornisca la tensione di accensione del filamento (A), ed una che fornisca la tensione di polarizzazione della placca (B).

l'attitudine ad attirare gli elettroni, è necessario che il potenziale negativo fornito dalla stessa sorgente che alimenta la placca, venga applicato al catodo della medesima valvola.

Il circuito di principio è illustrato alla « fig. 6 », nella quale si osserva che la batteria A provvede a fornire la corrente necessaria per accendere il filamento del diodo V1, mentre la batteria B fornisce una tensione che rende la placca positiva rispetto al catodo.

Sotto l'influenza del potenziale positivo applicato alla placca, gli elettroni provenienti dalla sorgente ed emessi dal catodo percorrono la distanza che intercorre tra l'elettrodo emittente e l'anodo, e — successivamente — ritornano al catodo attraverso il circuito di placca, nel quale è presente la batteria, completando così il loro percorso.

Il movimento degli elettroni, liberati dal catodo ed attirati dalla placca, e che ritornano al catodo attraverso il circuito esterno alla valvola, costituisce ciò che viene definito in pratica come « corrente anodica ».

Se alla placca viene applicato un potenziale negativo anziché positivo, gli elettroni liberi presenti nello spazio che circonda il catodo vengono respinti verso quest'ultimo, ad opera della forza di repulsione esercitata dal potenziale anodico, anch'esso negativo — in tal caso — come la carica elettrica che caratterizza ciascun

elettrone: è del tutto intuitivo che — in tali condizioni — non può verificarsi alcun passaggio di corrente attraverso la valvola. Si può quindi affermare categoricamente che — quando la placca presenta un potenziale negativo rispetto al catodo — non è possibile che si manifesti una corrente anodica.

Se all'anodo viene applicata una tensione alternata, ossia una tensione che inverte la sua polarità un certo numero di volte nell'unità di tempo, esso viene ad assumere alternativamente un potenziale positivo e negativo. Inoltre, dal momento che la corrente di placca può scorrere esclusivamente negli istanti in cui la placca è positiva, è logico che la corrente anodica possa scorrere attraverso la valvola in una sola direzione. Questo è il principio fondamentale mediante il quale è possibile rettificare o raddrizzare una corrente alternata, trasformandola in corrente continua.

La « fig. 7 » illustra graficamente il principio di funzionamento di una valvola ret-

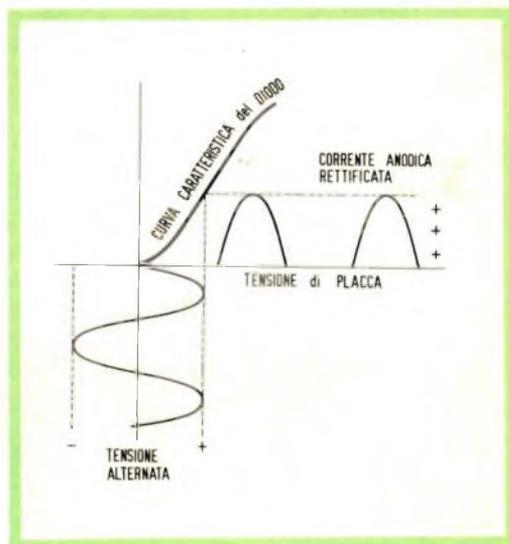


Fig. 7 - Rappresentazione grafica della variazione di intensità della corrente di placca, in funzione della tensione applicata alla placca stessa. Come si può osservare, durante le semi-onde negative della tensione anodica, non si ha corrente di placca. Viceversa, la corrente anodica è presente durante le semi-onde positive, ma varia di intensità col variare della tensione stessa. Di conseguenza, la forma d'onda della corrente di placca è identica a quella delle semi-onde positive della tensione applicata.

tificatrice, mettendo in evidenza l'andamento della corrente rettificata di uscita, determinato dalla forma d'onda della tensione alternata applicata all'ingresso del dispositivo.

Come abbiamo premesso, le valvole possono essere impiegate per diversi scopi, ed occorre considerare che — fatta eccezione per il caso tipico della rettificazione di una tensione alternata — qualsiasi valvola usata per altri scopi deve avere necessariamente la placca polarizzata con un potenziale positivo costante rispetto al catodo.

Abbiamo fatto questa breve premessa, per chiarire il concetto in base al quale le valvole rettificatrici vengono usate nelle apparecchiature elettroniche alimentate con corrente alternata; allo scopo cioè di convertire la suddetta tensione alternata in tensione continua indispensabile per polarizzare le placche delle altre valvole contenute nell'apparecchiatura alimentata, che non hanno il compito di rettificare una tensione alternata: in particolare, ci riferiamo alle valvole amplificatrici, mescolatrici, oscillatrici, ecc.

DIODI RETTIFICATORI

A RISCALDAMENTO DIRETTO

Le valvole rettificatrici costituite semplicemente da una placca e da un filamento appartengono ovviamente alla categoria di **valvole ad accensione diretta**, e possono essere usate per la rettificazione di « una sola semi-onda ». Per chiarire meglio questo concetto, la « fig. 8 » rappresenta la forma d'onda tipica di una corrente alternata, nella quale viene individuata tra i punti **A** e **B** un'onda completa.

Come si può osservare, a partire dal punto **A**, la tensione varia tra un valore pari a zero, fino ad assumere un valore positivo massimo. Successivamente, essa comincia a diminuire, fino ad assumere nuovamente un valore pari a zero. In corrispondenza di questo secondo punto, il valore della tensione ha subito una variazione di am-

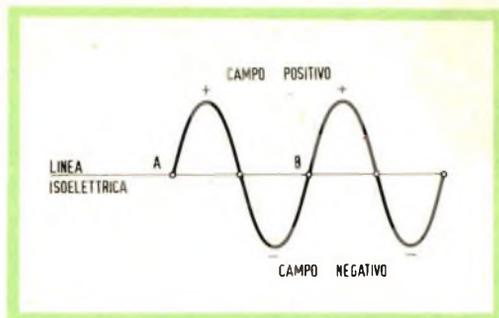


Fig. 8 - Forma d'onda tipica di una tensione o di una corrente alternata, ad andamento sinusoidale. La linea media orizzontale, detta « isoeletttrica », corrisponde ad un potenziale pari a zero. Il campo ad essa superiore si intende positivo, mentre quello inferiore si intende negativo. I valori massimi di ampiezza sono eguali tra loro, ma di polarità opposta, nei due campi. Tuttavia, il potenziale massimo positivo si intende « massimo » anche nei confronti del massimo potenziale negativo. Per questo motivo si dice — per convenzione — che un potenziale « diminuisce » da un massimo valore positivo ad un « massimo » valore negativo. Il tratto A-B è un'onda completa, ed una sola ansa costituisce una semi-onda.

piezza corrispondente ad una semi-onda. Oltre tale punto, la tensione continua a diminuire, fino a raggiungere un valore massimo in senso negativo. Immediatamente dopo la tensione comincia nuovamente ad aumentare, fino a raggiungere ancora una volta il livello di partenza, completando così la seconda semi-onda.

Il motivo per il quale un semplice diodo costituito da un catodo e da una placca viene definito come rettificatore di una sola semi-onda risiede nel fatto che la corrente rettificata può scorrere soltanto durante una metà di ogni ciclo (onda) della corrente alternata, e precisamente durante la metà in cui il potenziale applicato alla placca è di polarità positiva. Durante la semi-onda negativa, invece, il potenziale di placca respinge gli elettroni, impedendo così il passaggio della corrente anodica.

Quando in una stessa valvola si trovano due placche ed uno o due catodi, è possibile fare in modo che la corrente anodica scorra durante entrambe le semi-onde di ciascun ciclo della tensione alternata da rettificare.

La carica spaziale

Non tutti gli elettroni emessi dal catodo riescono a raggiungere la placca. Infatti, mediante tecniche sperimentali la cui descrizione esulerebbe dal compito che ci siamo prefisso, è stato possibile accertare che — tra gli elettroni liberati — alcuni tornano immediatamente al catodo che li ha emessi, altri rimangono per breve tempo nello spazio che lo circonda, ed altri ancora — in misura notevolmente maggiore — subiscono l'attrazione da parte del potenziale positivo di placca, e si dirigono verso quest'ultima.

Gli elettroni che sostano per un certo periodo di tempo intorno al catodo, determinano con la loro presenza un effetto particolare noto col nome di « carica spaziale ».

Questa carica, essendo costituita da particelle negative (elettroni), esercita un'azione di repulsione nei confronti degli altri elettroni che vengono emessi successivamente dalla superficie del catodo, ed impedisce pertanto a questi ultimi di percorrere la distanza che li separa dalla placca.

L'intensità di questa forza di repulsione e l'ammontare della carica spaziale sono in stretta relazione con la temperatura del catodo, con la distanza che sussiste tra questo e la placca, e col potenziale positivo della placca stessa. Maggiore è il valore del suddetto potenziale, minore è la tendenza da parte degli elettroni a sostare nella regione in cui si manifesta la carica spaziale, ed a respingere quindi gli altri elettroni emessi.

L'effetto al quale ci riferiamo può essere osservato applicando alla placca di una valvola, funzionante con una tensione di accensione del catodo di valore fisso, potenziali di placca progressivamente maggiori. In tali condizioni, il numero massimo degli elettroni disponibili è fisso, mentre l'aumento progressivo del valore della tensione positiva applicata alla placca determina un aumento progressivo della percentuale di questi elettroni che vengono attirati dall'anodo.

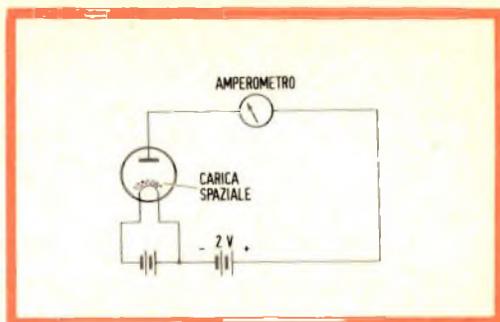


Fig. 9-A - Sebbene alla placca del diodo risulti applicata una tensione positiva di 2 volt rispetto al catodo, l'indice dell'amperometro in serie al circuito non denota alcun passaggio di corrente. Ciò è dovuto al fatto che il potenziale applicato non è sufficiente a determinare una forza di attrazione sugli elettroni, superiore alla forza di repulsione della carica spaziale.

La carica spaziale impedisce pertanto che gli elettroni vengano attirati dalla placca, finché a quest'ultimo elettrodo non viene applicato un potenziale positivo tale da esercitare una forza di attrazione maggiore della forza di repulsione esercitata dalla carica di cui sopra.

La « fig. 9-A » illustra il caso tipico in cui, sebbene alla placca del diodo sia applicato un potenziale positivo di 2 volt, non si ha alcun passaggio di corrente anodica. Al contrario, nel caso della « fig. 9-B »,

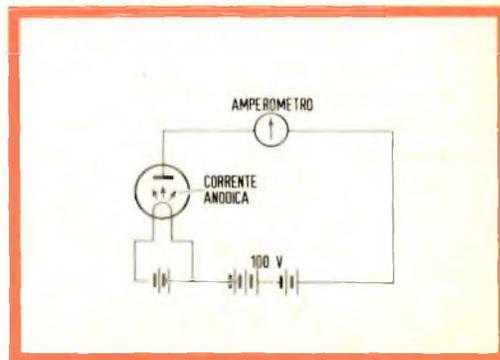


Fig. 9-B - In questo caso, la tensione applicata alla placca è pari a 100 volt, ed è positiva rispetto al catodo. In tali condizioni, la forza di attrazione esercitata sugli elettroni è tale da vincere quasi totalmente l'effetto della carica spaziale, per cui gran parte degli elettroni viene attirata dalla placca. Come si osserva, l'indice dell'amperometro indica in tal caso un passaggio di corrente.

il potenziale positivo di 100 volt, applicato alla placca, determina il passaggio di una corrente anodica.

Un ultimo particolare — sotto tale aspetto — risiede nel fatto che, mentre la placca si trova ad una certa distanza dal catodo, la carica spaziale viene a prodursi nelle immediate vicinanze del catodo stesso: per questo motivo, è intuitivo che — per vincere la forza di repulsione dovuta alla carica spaziale — occorre un potenziale positivo di placca maggiore di quello costituito dalla carica spaziale stessa.

Corrente di saturazione

A questo punto, dobbiamo far rilevare che, una volta raggiunto mediante aumenti progressivi un determinato valore della tensione positiva di placca, se questo viene ulteriormente aumentato, l'aumento corrispondente di intensità della corrente anodica diventa trascurabile. Ciò accade in quanto — in pratica — tutti gli elettroni emessi dal catodo riescono a raggiungere la placca, e vengono da questa assorbiti.

Il valore massimo della corrente, il cui andamento corrispondente ai diversi potenziali positivi di placca è illustrato alla « fig. 10 », viene definito come **corrente di saturazione**.

Dal momento che il valore di questa corrente costituisce una indicazione indiretta del numero massimo di elettroni che possono essere emessi dal catodo, esso rappresenta l'intensità effettiva della corrente di emissione.

Sebbene le valvole vengano a volte colaudate in base alla misura della corrente di emissione, in genere non è consigliabile misurare l'intero valore della suddetta emissione: tale valore sarebbe sufficientemente elevato per provocare delle variazioni nelle caratteristiche di funzionamento della valvola sotto prova, e per giungere persino ad arrecare danni alla stessa.

Di conseguenza, mentre da un lato il valore di prova della corrente di emissione è leggermente maggiore della massima intensità di corrente richiesta al catodo nel-

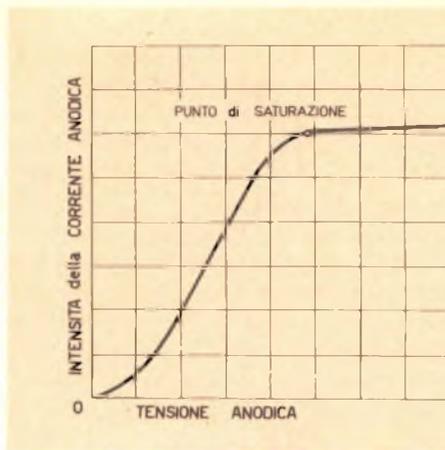


Fig. 10 - L'intensità della corrente anodica che scorre in un diodo aumenta con l'aumentare della tensione positiva di placca. Tuttavia, è possibile raggiungere un valore di tale potenziale, tale che — superandolo ulteriormente — non si ha più un aumento apprezzabile di intensità della corrente anodica. Si dice in tal caso che la corrente stessa ha raggiunto il valore di « saturazione », corrispondente alla massima quantità di elettroni che il catodo è in grado di emettere.

l'impiego della valvola, esso — dall'altro lato — è normalmente inferiore alla massima corrente di emissione. La prova dell'emissione viene perciò usata esclusivamente per stabilire se il catodo è in condizioni tali da riuscire a fornire un numero di elettroni sufficiente per ottenere un funzionamento soddisfacente.

Se la carica spaziale non fosse presente per respingere in parte gli elettroni provenienti dal catodo, sarebbe possibile ottenere valori elevati di intensità della corrente anodica con potenziali positivi di placca inferiori a quelli necessari invece quando la carica spaziale è presente.

DIODI RETTIFICATORI

A RISCALDAMENTO INDIRECTO

Uno dei metodi più semplici per ridurre l'effetto della carica spaziale consiste nel rendere minima la distanza che intercorre tra il catodo e la placca. In tal modo — infatti — il potenziale di placca esercita

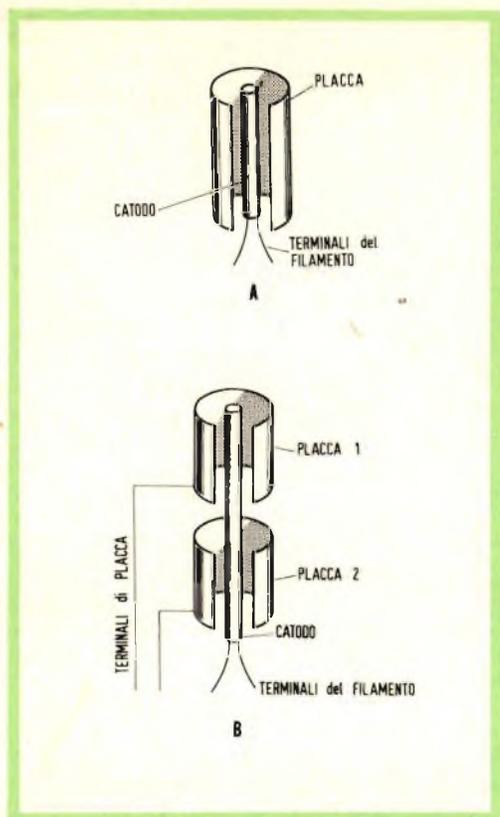


Fig. 11 - In A, è rappresentato in sezione un diodo semplice a riscaldamento indiretto. Nel caso B, intorno ad un unico catodo, di maggiore lunghezza, si hanno due placche, isolate tra loro. Questa è una delle tante versioni di un doppio diodo.

un'influenza maggiore sugli elettroni, che non quando la placca si trova ad una distanza maggiore.

Questo metodo viene usato nei tipi di valvole rettificatrici il cui catodo è del tipo a riscaldamento indiretto, nei quali la distanza radiale tra il catodo e la placca ammonta a volte all'incirca a 5 decimi di millimetro.

Anche i diodi a riscaldamento indiretto possono essere adatti alla rettificazione di una sola semi-onda, o di due semi-onde, a seconda che siano provvisti rispettivamente di una o di due placche. La « fig. 11 » illustrata in « A » un diodo ad accensione indiretta (in sezione) provvisto di una sola placca, costituita da un tubetto me-

tallico coassiale rispetto al catodo, ed in « B » un esempio di doppio diodo, nel quale le due placche sono entrambe coassiali rispetto al catodo, ma elettricamente isolate tra loro.

Le valvole rettificatrici a doppio diodo ed a riscaldamento indiretto possono essere realizzate anche in altre versioni, ad esempio installando nel medesimo bulbo due unità identiche a quelle della fig. 11-A, e sistemate parallelamente tra loro.

In tal caso, è evidente la necessità di disporre di due filamenti, ciascuno dei quali ha il compito di riscaldare uno dei catodi, e che i due filamenti possono essere collegati tra loro in parallelo, oppure tra loro in serie.

Diodi a vapori di mercurio

Un altro metodo per ridurre l'effetto della carica spaziale viene impiegato nelle valvole rettificatrici « a vapori di mercurio ». Esse sono del tutto simili alle valvole normali, fatta eccezione per la presenza di una piccola quantità di mercurio, che evapora per effetto del calore sviluppato dal catodo.

Quando queste valvole vengono messe in funzione, la parte evaporata del mercurio in esse contenuto si diffonde all'interno del bulbo, che viene così ad essere ricco di atomi di mercurio. Questi atomi vengono **bombardati** dagli elettroni che si spostano, nel modo a noi già noto, dal catodo alla placca.

Se tali elettroni si muovono con una velocità sufficientemente elevata, l'urto che si verifica inevitabilmente tra questi e gli atomi di mercurio fa sì che alcuni elettroni vengano strappati da questi ultimi. In tal caso, si dice che gli atomi di mercurio vengono « **ionizzati** », vale a dire che essi perdono uno o più elettroni, ed acquistano di conseguenza una carica positiva.

Il fenomeno di ionizzazione provocato in questo modo si manifesta in modo evidente sotto forma di luminosità di colore blu-verdastro, nello spazio presente tra il catodo e la placca.

Quando si verifica la suddetta ionizzazione, la carica spaziale viene automaticamente neutralizzata ad opera degli ioni positivi di mercurio in tal modo prodotti, i quali, grazie alla loro stessa polarità, tendono ad assorbire gli elettroni. In particolare, essi assorbono gli elettroni che costituiscono la carica spaziale, neutralizzandola. Ciò rende disponibile, per l'attrazione da parte della placca, una quantità maggiore di elettroni. Le valvole a vapori di mercurio vengono impiegate principalmente per la rettificazione di correnti alternate di notevole intensità.

Diodi rettificatori a gas

I diodi rettificatori « a gas », detti anche « a ionizzazione », funzionanti a riscaldamento indiretto, dipendono — per il loro funzionamento — dal grado di ionizzazione del gas in esse contenuto. Queste valvole sono del tipo adatto alla rettificazione di entrambe le semi-onde, e contengono due anodi ed un catodo rivestito di materiale emittente. I tre elettrodi sono racchiusi ermeticamente in un bulbo contenente un gas inerte, a pressione assai ridotta.

Durante il funzionamento di questo tipo di valvola, il catodo di ciascuno dei due diodi diventa caldo, ma l'effetto di riscaldamento è provocato dal bombardamento del catodo stesso ad opera di ioni che si trovano all'interno del bulbo, anziché ad opera di un filamento percorso da corrente elettrica.

La struttura interna di una valvola del tipo a **riscaldamento ionico del catodo** viene studiata in modo tale che, quando alla valvola viene applicata una tensione di ampiezza sufficiente, si verifica la ionizzazione del gas tra l'anodo (che diventa istantaneamente positivo) ed il catodo.

In condizioni di funzionamento con tensioni normali, la ionizzazione non si verifica tra la placca avente una polarità negativa ed il catodo; di conseguenza, sono soddisfatte le esigenze in base alle quali è possibile il funzionamento per la rettificazione di una corrente alternata.

Il flusso sia pur debole della corrente iniziale attraverso la valvola è sufficiente ad aumentare rapidamente la temperatura del catodo, fino a provocare l'incandescenza di quest'ultimo, il che determina l'emissione degli elettroni.

La caduta di tensione che si verifica internamente alle valvole di questo tipo, è leggermente più elevata di quella che si verifica solitamente nelle valvole rettificatrici a gas funzionanti a catodo caldo, e ciò in quanto l'energia necessaria per mantenere il catodo alla temperatura di funzionamento proviene direttamente dalla scarica di ionizzazione.

Per ottenere un funzionamento soddisfacente da parte di questi tipi di valvole rettificatrici, è necessario il passaggio di una corrente anodica di intensità minima in qualsiasi istante, e ciò allo scopo di mantenere il catodo alla temperatura necessaria per ottenere l'emissione di elettroni in numero sufficiente.

CONSIDERAZIONI GENERALI

Abbiamo così passato in rassegna i tipi principali di diodi esistenti. Naturalmente, ciascuno di essi è munito di dispositivi atti a consentire il collegamento elettrico tra il filamento ed i diversi elettrodi ed i circuiti esterni. Tali dispositivi consistono solitamente in contatti elettrici realizzati sotto forma di piedini metallici, che si inseriscono in appositi fori praticati negli zoccoli destinati a supportare le valvole.

Le basi in cui sono fissati i piedini di contatto possono essere in un materiale isolante atto a resistere alle notevoli temperature che si sviluppano internamente alle valvole, e sono invece del tutto assenti, quando i contatti metallici escono direttamente dal vetro che costituisce il bulbo.

I concetti generici ora esposti valgono anche per tutti gli altri tipi di valvole, che esamineremo nel tema di prossima pubblicazione.

STEREOPHONIE

HIGH-FIDELITY

RAUMKLANG

STEREO-LAUTSTRAHLER

ISOPHON
Lautsprecher

KUGEL-
STRAHLER

Seit 7 Jahren stabile Lautsprecher-Preise



STUDIO DI UN TELECOMANDO PER MANOVRA DI PORTE

(Da "Toute l'Electronique")

In tema di cellule foto-elettriche, una delle tante applicazioni che si affacciano alla mente — sia del tecnico che del profano — è senza alcun dubbio, quello dell'apertura (e della chiusura) automatica delle porte. Questa applicazione è certamente tra quelle che più colpisce la nostra fantasia. Essa infatti esercita ancora una vera e propria attrazione su tutti coloro che hanno visto funzionare un siffatto meccanismo e ciò perchè, di esso, è ancora poco conosciuto il funzionamento.

È capitato infatti tempo fa che un nostro conoscente assai appassionato di elettrotecnica, ma sfortunatamente digiuno di qualsiasi nozione di meccanica, ci incaricasse di realizzare un dispositivo per aprire e chiudere a distanza la porta di accesso di un suo laboratorio.

Dopo alcune prove decidemmo di adottare un sistema basato sull'impiego di una cellula foto-elettrica.

Nella documentazione tecnica di cui eravamo in possesso, la quasi totalità degli Autori forniva schemi di montaggio, ma nessuno forniva indicazioni utili alla realizzazione del dispositivo elettro-meccanico.

In effetti, e siamo certi che i nostri Lettori si dichiareranno con noi d'accordo, ogni qualvolta si descrive lo schema di montaggio di un dispositivo utile per queste applicazioni, ci si limita invariabilmente a parlare dell'unico relé esistente, e tutto si ferma lì.

Di dati disponibili sufficienti per portare a termine la costruzione di un sistema di apertura e di chiusura automatica, nessuna traccia.

Natura del problema

Una volta stabilito il circuito da seguire, resta da definire il sistema meccanico da adottare per ottenere l'apertura della porta. Si tratta — in altre parole — di scegliere tra il sistema rotativo oppure quello a porta scorrevole (coulisse) e di definire le diverse sicurezze del dispositivo stesso.

Per i motivi che vedremo, venne adottato il sistema a porta scorrevole (basato sull'impiego di rulli e di guide di metallo) in quanto esso consentiva una notevole semplificazione meccanica.

Per quanto riguarda invece le « sicurezze » esse ci crearono alquanto difficoltà. In pratica il sistema automatico funzionante con dispositivo foto-elettrico, doveva essere indipendente dalla direzione nella quale si effettuava il passaggio attraverso la porta. Oltre a ciò era necessario che la porta a comando automatico, una volta aperta, non si richiudesse addosso a qualcuno, se questi indugiava sulla soglia interrompendo il raggio luminoso; in aggiunta a tutto ciò era necessario che una volta liberato il passaggio — la porta si richiudesse automaticamente, per riaprirsi subito dopo, qualora qualcuno si presentasse ancora davanti ad essa e ciò anche se la chiusura conseguente all'apertura precedente non si era ancora conclusa (ciò allo scopo di evitare i cosiddetti « tempi morti »). Per ultimo occorre che la porta restasse automaticamente chiusa una volta che il passaggio risultasse sgombro.

Le diverse prerogative necessarie affinché il sistema fosse razionale, non contribuivano certo a facilitare il compito della progettazione. Indubbiamente, il problema sarebbe stato assai più semplice ammettendo un certo « tempo di passaggio », che avrebbe avuto inizio dall'istante dell'intercettazione del raggio luminoso, ma il nostro amico — a ragion veduta — si diede da fare per convincerci dei gravi inconvenienti che l'adozione di un simile principio avrebbe avuto. Un eventuale visitatore un po' distratto avrebbe finito col « battere il naso » contro la porta.

Dichiarandoci con lui d'accordo, finimmo con l'adottare la soluzione che stiamo per esaminare.

Il corridoio di accesso

Questo corridoio, utile per le esigenze che abbiamo precedentemente elencato, ha il compito di permettere, ad opera del visitatore che si accinge ad attraversare la porta, l'interruttore del raggio luminoso proveniente dall'apposita sorgente, non appena questo viene a trovarsi ad una certa distanza dalla porta stessa (se non altro per dare al sistema elettromeccanico il tempo necessario per mettersi in azione) un altro compito del corridoio è quello di protrarre l'intercettazione del raggio luminoso, finché il visitatore non è completamente uscito dalla zona detta « di innesco » e ciò allo scopo di evitare che la

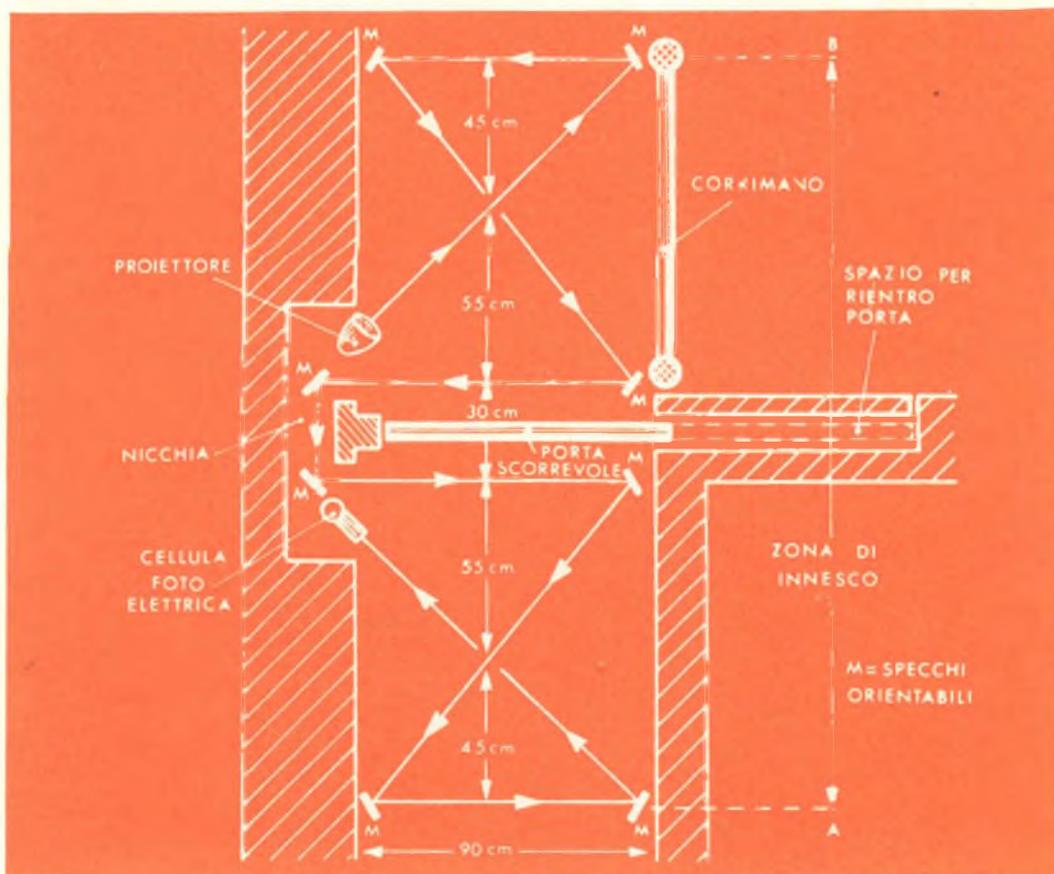


Fig. 1 - Il corridoio di accesso, disposto dall'una e dall'altra parte di una porta scorrevole, permette — grazie ad un gloco di spegchi — di prolungare un raggio luminoso, prodotto da un apposito proiettore, e diretto contro una cellula foto-elettrica, e predisposto in modo tale che esso risulti interrotto permanentemente quando una persona si muove tra i punti A e B (zona di innesco).

porta si richiuda su di lui nell'eventualità che esso indugi sulla soglia.

Un corridoio avente tali requisiti può essere realizzato in modo conforme a quello illustrato alla fig. 1; in esso la zona di innesco viene delimitata tramite specchi orientabili, predisposti in modo tale che il raggio luminoso — emesso da un proiettore e diretto su di una cellula foto-elettrica — risulti continuamente interrotto quando una persona si sposta tra i punti A e B. Ciò evita le eventuali aperture e chiusure intempestive da parte della porta scorrevole.

Le varie dimensioni segnate nella figura sono riportate a titolo esclusivamente indicativo. È ovvio — tuttavia — che si potrebbe aumentare notevolmente il numero degli specchi, come pure la lunghezza della zona di innesco, il che non potrebbe che migliorare la sicurezza di funzionamento dell'intero impianto.

A questo punto, dobbiamo far rilevare che esistono due considerazioni che non devono essere dimenticate: da un canto, le ripetute intercettazioni devono potersi verificare ad opera sia di una persona di esile corporatura, sia da un bambino, i quali devono poter interrompere il raggio in modo tale che l'interruzione stessa risulti continua mentre la persona si sposta tra i punti A e B, (anche se cammina rasentando i muri); dall'altro canto, la potenza della sorgente luminosa che emette il raggio deve essere sufficiente — tenendo conto delle diverse riflessioni e della luminosità ambientale — per mettere in funzione la cellula, con un margine di sicurezza conveniente.

La parte elettronica

Data la lunghezza del percorso del raggio di luce, e le numerose riflessioni che esso subisce da parte degli specchi disposti nella zona di innesco, l'intensità luminosa del raggio che colpisce la cellula foto-elettrica è assai ridotta.

Di conseguenza, è evidente la necessità di amplificare il raggio alla sensibilità desiderata mediante l'impiego di due valvole funzionanti in cascata, e ad accop-

piamento diretto, così come illustrato nel circuito di fig. 2.

La cellula foto-elettrica è del tipo a gas (90CG): l'anodo relativo viene polarizzato con un potenziale positivo mediante un ponte di resistenze predisposto tra la massa ed il punto in cui è disponibile il polo positivo della tensione anodica. Un potenziometro permette di regolare la tensione dell'anodo al valore suggerito dal fabbricante della cellula stessa, che ammonta a 90 volt max.

Il funzionamento del circuito avviene nel modo seguente: quando la cellula viene eccitata dalla sorgente luminosa, nel suo interno scorre una corrente I (di intensità pari a 125 μ A per lumen). Questa corrente rende positivo il potenziale alla estremità superiore della resistenza R1 facente capo alla griglia della prima valvola (V1). Ciò provoca un aumento della corrente anodica che scorre internamente a V1 — di conseguenza — aumenta anche la caduta di tensione presente ai capi della relativa resistenza di carico anodico R2. Come effetto risultante, la griglia della valvola V2 assume un potenziale negativo rispetto al suo catodo e quindi l'intensità della corrente anodica che passa attraverso la valvola V2 si riduce ad un valore assai piccolo, per cui il relé K1, connesso in serie al circuito di placca della V2, cessa di essere in stato di eccitazione.

Nel caso opposto — vale a dire quando la cellula non viene più eccitata dal raggio di luce — la corrente che scorre internamente ad essa è di intensità praticamente nulla (pari all'incirca a 0,1 μ A): la griglia della valvola V1 assume pertanto un potenziale assai prossimo a quello del catodo e — dal momento che la caduta di tensione presente ai capi della resistenza di carico R2 è pressochè insignificante — la griglia di V2 assume un potenziale meno negativo. Ne consegue che lo stadio si trova in condizioni di massima conduzione di corrente, per cui il relé K1 è in stato di eccitazione.

Alcune prese disposte in modo opportuno sul ponte di resistenze, tra la linea di alta tensione e la massa, consentono di ottenere le tensioni di polarizzazione di valore opportuno per il funzionamento del-

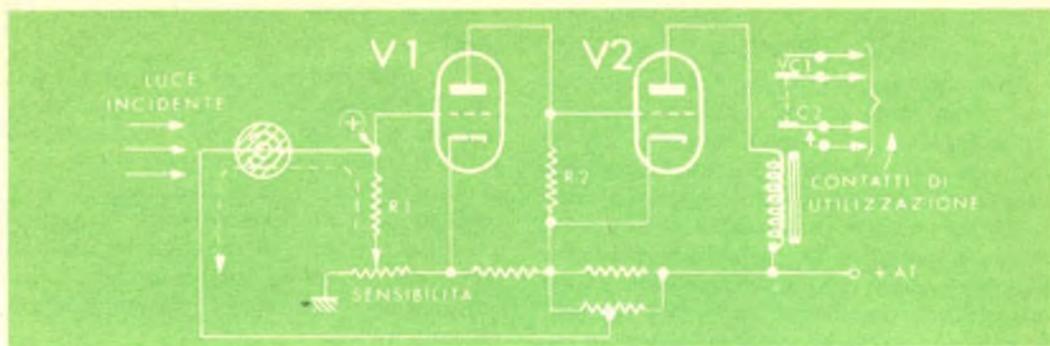


Fig. 2 - La cellula foto-elettrica è seguita da un amplificatore a due stadi disposti in cascata, e funzionanti ad accoppiamento diretto. Un circuito di questo tipo risulta assai sensibile, e viene ad essere attivato in seguito all'interruzione del raggio luminoso.

le valvole. Un potenziometro a filo permette inoltre di regolare la sensibilità del dispositivo.

Il relé ed i vari contatti

Sebbene abbiamo ora a disposizione un sistema elettronico sensibile alla presenza o all'assenza di una fonte luminosa di eccitazione, ed in grado di determinare a comando l'apertura o la chiusura di uno o più contatti elettrici, siamo ancora assai lontani dalla realizzazione completa, o — se lo si preferisce, — dalla realizzazione dell'automatismo che avrà il compito di effettuare la manovra completa della porta.

In pratica, si tratta proprio di un automa, dotato — come vedremo innanzi — di una « memoria » che gli permette di reagire in funzione delle diverse condizioni di attraversamento della porta.

Riferendoci allo schema elettrico illustrato alla fig. 2, è facile constatare che i contatti C1 e C2 saranno rispettivamente aperti o chiusi a seconda che la cellula sia o meno colpita dal raggio di luce. Precisiamo ora che i suddetti contatti non saranno utilizzati direttamente ma agiranno sul motore elettrico di trascinamento, tramite dei relé e dei contatti complementari che permetteranno anche di invertire il senso di rotazione del motore stesso, nonchè di fermarlo non appena la porta risulterà completamente chiusa.

Questi relé sono del tipo auto-eccitato (fig. 3). Il funzionamento di un dispositivo

di questo tipo è assai semplice; tuttavia, dal momento che esso costituisce in certo qual modo la « chiave » del funzionamento del nostro automatismo, riteniamo opportuno chiarire brevemente il principio. Un dispositivo di questo genere permette in effetti, partendo da un contatto temporaneo (ed in genere di durata assai breve) di stabilire e di mantenere diversi contatti elettrici, tramite un relé elettromagnetico.

Per eccitare il relé (vedi fig. 3), è sufficiente chiudere per un brevissimo istante l'interruttore i_1 , nel preciso istante in cui avviene tale chiusura, l'armatura mobile viene attirata, chiudendo il contatto i_2 (collegato in parallelo su i_1 , il quale, a patto che il contatto i_3 sia anch'esso chiuso, provvede a mantenere la corrente di eccitazione attraverso gli avvolgimenti del relé. In tali condizioni, il contatto i_1 può quindi essere aperto impunemente. La sua apertura — infatti — non avrà alcuna influenza sul relé, che continuerà a risultare eccitato finchè — ad esempio — non si provvederà ad aprire il contatto i_3 .

I contatti i_4 ed i_5 sono quelli che prendono il nome di « contatti di utilizzazione »: essi servono infatti per impartire le diverse disposizioni ai circuiti elettrici da comandare.

Il motore elettrico

Per ottenere il movimento della porta scorrevole è stato impiegato un motore elettrico. Sarebbe del pari possibile ricor-

rere ad altri sistemi (pneumatici o elettromeccanici), tuttavia, dal momento che la loro messa in opera si presenta assai più delicata, ne abbiamo scartato l'impiego nella realizzazione che stiamo descrivendo.

Varie considerazioni (tra cui la coppia-motore, e la possibilità di una facile regolazione della velocità di rotazione) ci hanno guidato alla scelta di un motore del tipo « universale ».

Lo schema di principio di un siffatto motore è illustrato alla figura 4a. Nello schema di cui alla figura 4b, abbiamo riportato le commutazioni che occorre effettuare per ottenere l'inversione del senso di rotazione. Precisiamo inoltre che — agli effetti della realizzazione pratica — la manovra dei contatti di inversione è comandata dall'azione di un relé del tipo ad autoeccitazione, del tutto simile a quello illustrato alla figura 3. Questo relé è anch'esso asservito alle due posizioni esterne della porta: apertura e chiusura.

A questo proposito, dobbiamo aprire una parentesi per ricordare che — in un motore elettrico — le spazzole sono predisposte per un determinato senso di rotazione: di conseguenza, la velocità di rotazione non può essere la medesima nei due sensi opposti. Occorrerà tener conto di questa particolarità, riservando la velocità maggiore per l'apertura della porta.

Dal momento che la velocità di rotazione di un motore di piccola potenza di tipo universale è relativamente elevata (in genere è compresa tra 2.500 e 3.000 giri al minuto), non è certamente

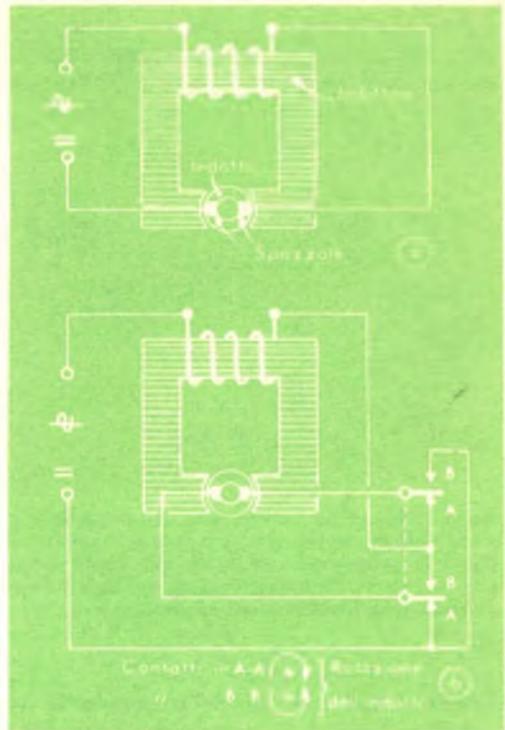


Fig. 4 - Il meccanismo viene messo in azione ad opera di un motore elettrico di tipo universale (a); l'inversione del senso di rotazione viene ottenuto tramite i contatti A-A' e B-B', che — in effetti — vengono comandati mediante un relé (b).

il caso di collegare direttamente ad esso il meccanismo di trascinamento della porta. È invece indispensabile ricorrere all'impiego di un riduttore di velocità, che — ove sia possibile — dovrà essere incorporato direttamente nel motore. Questa soluzione, a nostro avviso, è quella che offre i maggiori vantaggi, sia dal punto di vista della robustezza del sistema, che da quello della semplicità di messa in opera.

Precisiamo ai nostri lettori che, nella normale produzione commerciale, esistono già motori così concepiti. Il tipo ideale deve avere una potenza di 1/25 di cavallo, una velocità dell'asse motore pari a 3.500 giri al minuto, un rapporto di riduzione di 1/40, con una velocità dell'asse più lento pari a 88 giri al minuto. Possibilmente, la vite senza fine del riduttore deve essere in acciaio duro, mentre il pignone

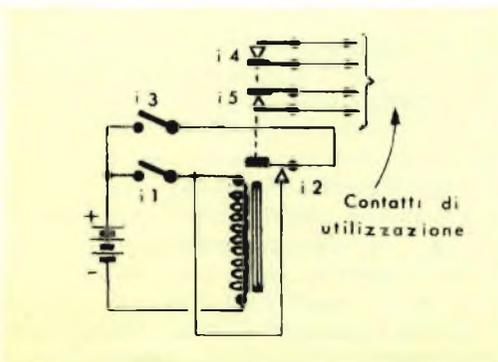


Fig. 3 - Schema di principio di un relé ad autoeccitazione.

deve essere in « turbax ». Ovviamente però, è possibile adottare altri tipi di motori e di rapporti, le cui caratteristiche devono essere scelte opportunamente, in

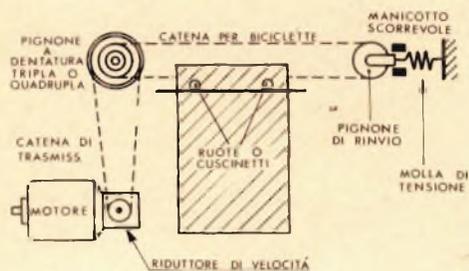


Fig. 5 - Dettagli di realizzazione del meccanismo di trascinamento. Il pignone a dentatura multipla permette di predisporre sul valore più adatto il rapporto di demoltiplicazione, in funzione della velocità di traslazione desiderata per la porta.

funzione del peso e della coppia di resistenza meccanica applicata all'asse lento del riduttore di velocità.

Il meccanismo di trascinamento

Tre pignoni dentati, di cui uno a dentatura tripla, due catene da bicicletta, ed una grossa molla a spirale costituiscono le parti essenziali che compongono il meccanismo di trascinamento.

La figura 5 illustra chiaramente la disposizione delle diverse parti, in quanto — meglio che con una lunga dissertazione — essa mette in perfetta evidenza le relazioni che sussistono tra i diversi organi.

L'impiego di un pignone a dentatura multipla trova la sua ragione nel fatto che è difficile calcolare con rigorosa esattezza la demoltiplicazione che necessita adottare tra la velocità dell'albero lento del riduttore, ed il meccanismo di trascinamento propriamente detto. Grazie alla sua presenza, è possibile — al momento del collaudo — regolare nel modo più opportuno la velocità di traslazione della porta. Non dimentichiamo —tuttavia — che la suddetta regolazione può essere eseguita anche con l'aiuto di un reostato collegato in serie al motore elettrico.

Facciamo inoltre rilevare che il pignone dentato di rinvio deve essere scelto in modo che presenti il medesimo diametro del pignone adottato per effettuare il trascinamento. In tal caso, esso viene mantenuto in posizione perfettamente allineata mediante un manicotto scorrevole, e trattenuto posteriormente ad opera di una molla a spirale, il cui compito è identico a quello di un ammortizzatore. La presenza di questa molla è assolutamente indispensabile.

Per quanto riguarda la porta, lasciamo libera facoltà di scegliere il metodo che appare più idoneo per ottenere lo scorrimento in senso laterale, in funzione del materiale che si ha a disposizione, nonché della disposizione dei locali in cui viene fatta l'installazione. Sotto questo aspetto, non sussiste d'altra parte alcuna particolare esigenza: l'essenziale — come è del tutto ovvio — è che la porta sia in grado di scorrere nel modo più libero possibile.

I contatti di fine corsa

Questi contatti sono assai importanti, in quanto permettono di definire la posizione della porta, sia al termine della corsa di apertura, sia al termine della corsa di chiusura.

La figura 6 fornisce un'idea del principio tecnico in base al quale è possibile realizzarli. Contatti di questo genere sono però facilmente reperibili in commercio, per cui non è difficile procurarseli.

Rammentiamo che i suddetti contatti permettono anche di effettuare l'inversione del senso di rotazione del motore, ossia del senso di scorrimento della porta. In altre parole essi predispongono normalmente — tramite un relé ad autoeccitazione — le commutazioni di cui si è detto a proposito della figura 4b.

Precisiamo che, quando la porta è aperta (come nel caso di figura 7a), il contatto A deve poter essere chiuso, e ciò finché la porta si trova nella sua posizione di massima apertura. Questo accorgimento può essere ottenuto con l'aiuto di uno spessore, di cui la figura 7a fornisce un'idea abbastanza chiara.

Quando invece la porta è chiusa (come nel caso di figura 7b), risulta invece chiuso il contatto B. Di conseguenza, in pratica, lo spessore che provvede a determinare la posizione di « aperto » o « chiuso » di questo contatto deve essere realizzato in modo tale che il contatto non venga chiuso se non per un breve istante, in occasione della chiusura della porta, e prima che essa abbia raggiunto la sua posizione estrema. Con questo accorgimento, si evita che il relé comandato da questo contatto rimanga eccitato durante tutto il tempo in cui la porta resta chiusa.

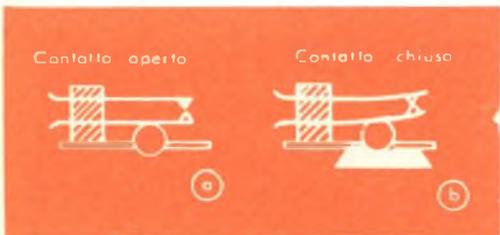


Fig. 6 - I contatti di fine corsa vengono realizzati conformemente ai due disegni qui riportati. Il funzionamento viene ottenuto mediante spessori, solidali con la porta scorrevole.

Schema definitivo

La figura 8 rappresenta lo schema elettrico completo dell'intero automatismo, e che funziona perfettamente — già da diversi anni — con piena soddisfazione di chi ne fa uso.

Come è assai facile accertare, nell'intera apparecchiatura non esiste alcunchè di misterioso: i diversi valori dei componenti impiegati sono indicati nel suddetto schema elettrico.

Precisiamo però che il relé K1 è un modello da 1.500/2.000 Ω , che abbisogna di un'intensità di corrente pari all'incirca a 7 milliampère per essere eccitato. I relé compresi tra K2 e K4 sono invece dei modelli per uso telefonico (funzionanti con una tensione di 12 volt, e con una corrente pari approssimativamente a 30 o 40 milliampère), e la cui resistenza è dell'ordine di 350 Ω . È possibile usare altri modelli di relé, senza che ciò comporti inconvenienti di sorta, a patto che si provveda a fornire loro i valori neces-

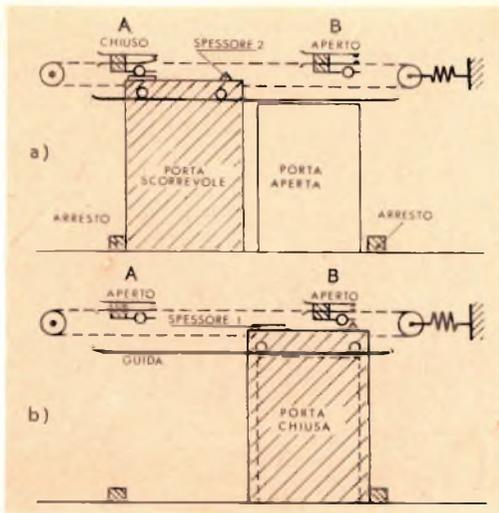


Fig. 7 - Quando la porta si trova nella sua posizione di massima apertura, (a), lo spessore 1 deve mantenere chiuso il contatto A. Lo spessore 2 viene realizzato in modo tale che (b) il contatto B non venga azionato se non per un breve istante, durante la chiusura della porta, e prima che questa raggiunga la sua posizione estrema. Questo particolare « accorgimento » impedisce al relé (vedi figura 8), azionato dal suddetto contatto, di rimanere costantemente eccitato mentre la porta è chiusa.

sari di tensione e di corrente di alimentazione. Il relativo dispositivo di alimentazione fornisce, oltre alle tensioni necessarie per la cellula foto-elettrica e per l'amplificatore, una tensione continua ottenuta mediante un rettificatore a ponte del tipo a secco, la cui uscita è destinata all'eccitazione del relé K2, K3 e K4.

Le diverse indicazioni riportate sullo schema elettrico precisano il compito dei contatti utilizzati. Riteniamo opportuno riassumere le manovre principali da essi consentite:

- 1 - Apertura della porta non appena viene interrotto il raggio luminoso.
- 2 - Mantenimento della porta in posizione « B », finchè il raggio luminoso risulta interrotto.
- 3 - Chiusura automatica della porta non appena la continuità del raggio luminoso viene ristabilita.
- 4 - Riapertura automatica della porta,

se il raggio luminoso viene nuovamente interrotto durante il movimento di chiusura.

5 - Arresto automatico della porta, non appena questa raggiunge la posizione « A ».

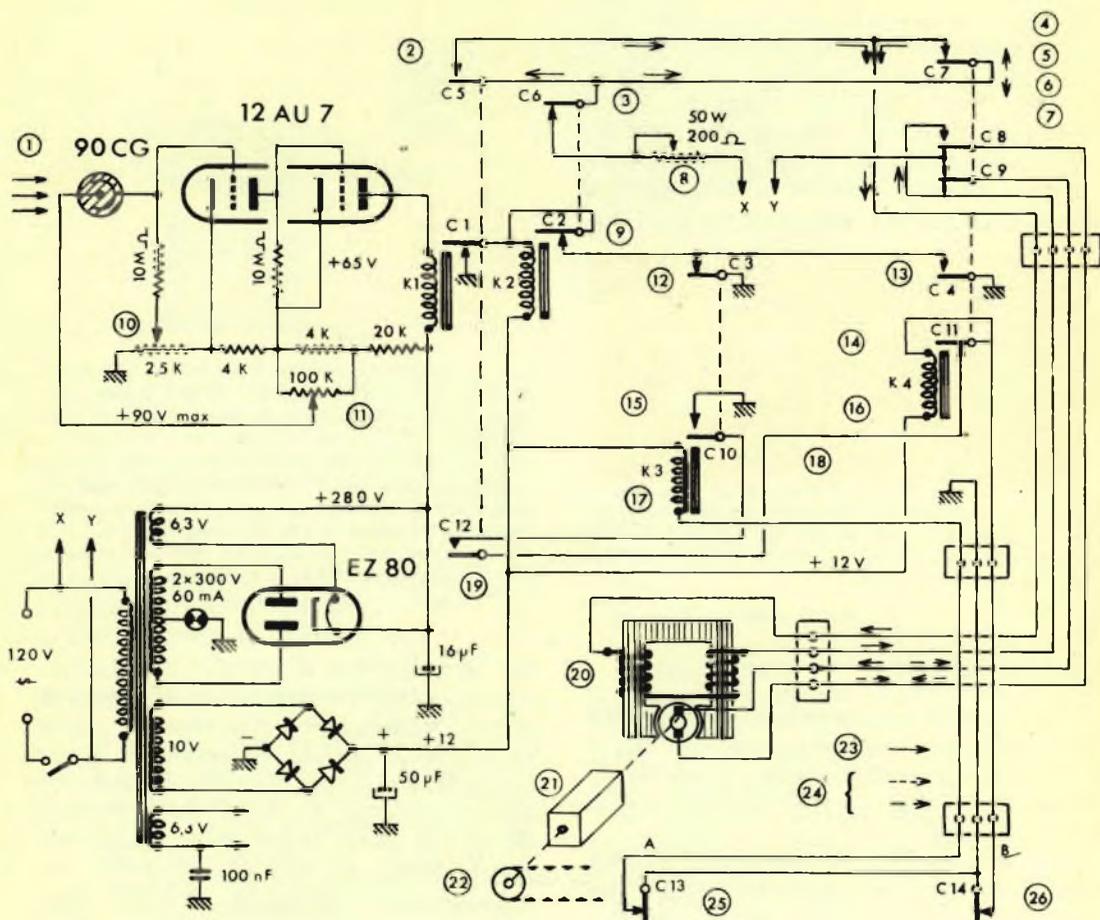


Fig. 8 - L'automatismo, realizzato nel modo qui descritto ed illustrato, permette, grazie alla sua « memoria » a contatti, di tener conto di tutte le possibilità di attraversamento dell'apertura interrotta dalla porta scorrevole.

- 1) Luce incidente - 2) Mantiene la porta in posizione « B », finché il raggio luminoso risulta interrotto - 3) Contatto generale di inserimento - 4) Si sostituisce a C5 al momento dell'apertura - 5) Apertura - 6) Chiusura - 7) Contatti di inversione del senso di rotazione - 8) Regolatore di velocità - 9) Relé di inserimento (ad auto-eccitazione) - 10) Sensibilità - 11) Regolazione tensione cellula - 12) Interrompe la corrente nel relé K2 al termine della chiusura - 13) Si sostituisce a C3 al momento dell'

- apertura - 14) Eccitato al termine dell'apertura, e durante la chiusura (contatto permanente per auto-eccitazione) - 15) Viene eccitato al termine della chiusura (impulso breve). Viene eccitato anche all'inizio dell'apertura - 16) Relé di inversione del senso di rotazione - 17) Relé di fine di chiusura - 18) Regolare C3 in modo che si apra prima di C10 - 19) Riapre la porta se il raggio viene interrotto durante la chiusura - 20) Motore universale da 1/20 HP - 21) Riduttore di velocità - 22) Meccanismo di trascinamento della porta - 23) Statore - 24) Rotore chiusura-apertura - 25) Contatto di termine di chiusura (impulso breve). Viene chiuso per un breve istante all'inizio dell'apertura - 26) Contatto di termine di apertura (contatto permanente).

Realizzazione e messa a punto

Il cablaggio non presenta particolari difficoltà, e non implica speciali precauzioni, per il fatto che non si tratta di circuiti percorsi da segnali ad Alta Frequenza. È tuttavia opportuno fare un'unica osservazione: il collegamento che unisce il catodo della cellula foto-elettrica alla griglia della valvola V1 deve essere il più possibile corto (al massimo qualche centimetro).

Un condensatore da 100 nF provvede a convogliare a massa, nella linea di alimentazione dei filamenti a 6,3 V, la componente alternata; ciò impedisce al relé di vibrare, e permette di applicare tra i catodi ed i filamenti, una differenza di potenziale assai elevata, senza che si manifesti alcun pericolo di danni.

La cellula foto-elettrica viene installata in una scatola a «lanterna», che può essere realizzata facendo uso di involucri di condensatori elettrolitici deteriorati.

La figura 9 fornisce alcuni dettagli a tale riguardo. Successivamente, si potrà dipingere con vernice nera opaca la parte interna del tubo predisposto davanti alla cellula, il che costituirà una specie di parasole del tipo in uso sulle macchine fotografiche.

Il proiettore è del tipo usato sulle automobili di piccole dimensioni, ed è fissato mediante uno snodo, per consentirne la messa a punto agli effetti dell'orientamento. Si noti che il vetro rigato è stato sostituito con un vetro piano, allo scopo di disporre di un raggio di luce maggiormente concentrato.

Gli specchi (piani) devono essere montati anch'essi su snodi: tali specchi possono essere acquistati presso qualsiasi rivenditore di accessori per automobili o motocicli, come pure i diversi pignoni dentati e le catene.

Quanto al resto, si tratta per lo più di avere tempo e pazienza, oltre — naturalmente — ad una buona esperienza in fatto di realizzazioni sperimentali. Tuttavia — non esitiamo ad affermarlo — vale la pena di compiere tale fatica, in quanto la messa a punto è assai semplice. Una volta illuminata la cellula, le opera-

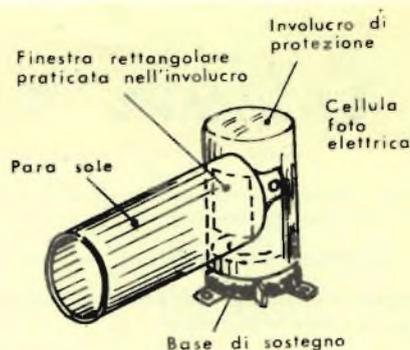


Fig. 9 - Particolari costruttivi della «scatola a lanterna» che racchiude la cellula foto-elettrica. La finestra rettangolare praticata nell'involucro di protezione presenta dimensioni lievemente maggiori di quelle del catodo della cellula adottata.

zioni di messa a punto consistono nel ruotare il potenziometro che controlla la sensibilità, fino ad ottenere l'eccitazione del relé, per quindi far ruotare l'albero di comando del medesimo potenziometro, fino ad ottenere la disattivazione dello stesso relé.

Una volta effettuata la suddetta regolazione, qualsiasi interruzione del raggio luminoso farà agire il dispositivo, dopo di che non resterà che ammirare il funzionamento perfetto del sistema.

Un'ultima osservazione che riteniamo opportuno fare, è che — dal momento che l'inversione del senso di rotazione del motore è abbastanza rapida — non esitiamo a raccomandare, specie se si fa uso di un motore avente una potenza maggiore di 1/25 di cavallo, oppure se la porta ha un peso considerevole, di prevedere una «temporizzazione» che potrebbe essere ottenuta — ad esempio — mediante un bi-metallo (o con qualsiasi altro sistema). Ciò avrebbe per effetto, di permettere in corrispondenza di ogni inversione del senso di rotazione, al motore di fermarsi per un certo tempo prima di ripartire nel senso opposto. In tal caso, questo accorgimento non potrebbe che essere salutare, sia nei confronti del motore, sia nei confronti dell'equipaggiamento meccanico, che verrebbe protetto contro i violenti strappi dovuti alle inversioni.

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. MAGNI F. - Brugherio

Commutatore elettronico

Il commutatore elettronico al quale si fa riferimento è di costruzione tedesca ed è stato realizzato in Germania a scopo industriale, quindi la sua eventuale costruzione non dovrebbe dare luogo a sorpresa. Non essendo previsti componenti aventi caratteristiche speciali si può concludere che tutto il materiale è facilmente reperibile in Italia.

Purtroppo non disponiamo di altri dati oltre quelli pubblicati.

Cogliamo l'occasione per fare notare che la GBC dispone di un "commutatore elettronico EICO modello 488", fornibile montato oppure in scatola di montaggio, il quale permette l'osservazione simultanea all'oscilloscopio di due tracce e che può essere impiegato per il controllo immediato delle relazioni esistenti fra tensione, corrente e fase o il confronto tra segnale di entrata e di uscita di qualsiasi apparecchio elettrico.

Le commutazioni di frequenza dell'oscillatore interno sono:

1) 10-100 Hz; 2) 50-400 Hz; 3) 250-3000 Hz. Esso può essere utilizzabile fino a 300.000 Hz. Impedenza di entrata 100.000 Ω e di uscita 50.000 Ω . Tensione massima d'ingresso 142 V con attenuatore al massimo. Alimentazione 105/125 V, 50 Hz, 25 W. Peso 3 kg.

Sig. Dott. SALEMME O. - Napoli

Amplificatore stereofonico

Per trasformare il suo amplificatore in un complesso stereo occorre realizzare un'altra

unità identica, che potrà essere collegata all'altra mediante la stessa soluzione adottata per l'amplificatore stereo della GBC SM/5007, la cui descrizione è stata effettuata nel numero 2/1964 della rivista.

Volendo realizzare un altro complesso stereo completo, le suggeriamo senz'altro la costruzione dell'SM/5007 il quale consente di ottenere dei risultati veramente brillanti.

D'altra parte tenga presente che tanto l'amplificatore SM/5003, con relativo preamplificatore, quanto l'amplificatore SM/5007 consentono di passare dalla ricezione stereo a quella monocanale, al sintonizzatore radio oppure al radiorecettore, o al registratore.

La scatola di montaggio relativa all'SM/5007 è in vendita presso tutte le sedi G.B.C. al prezzo netto di lire 25.900.

Sig. Mar. CESERANI I. - Palermo

Alimentatore per apparecchi a transistori

Nel n° 1/1962 e nel n° 5/6-1963 (pag. 396) è stato descritto un alimentatore per apparecchi a transistori il quale può essere senz'altro utile per alimentare l'apparecchio in suo possesso.

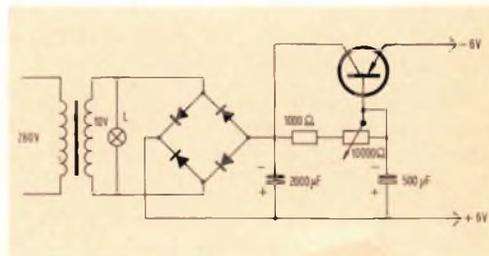


Fig. 1 - Schema elettrico di un alimentatore per apparecchi a transistori.

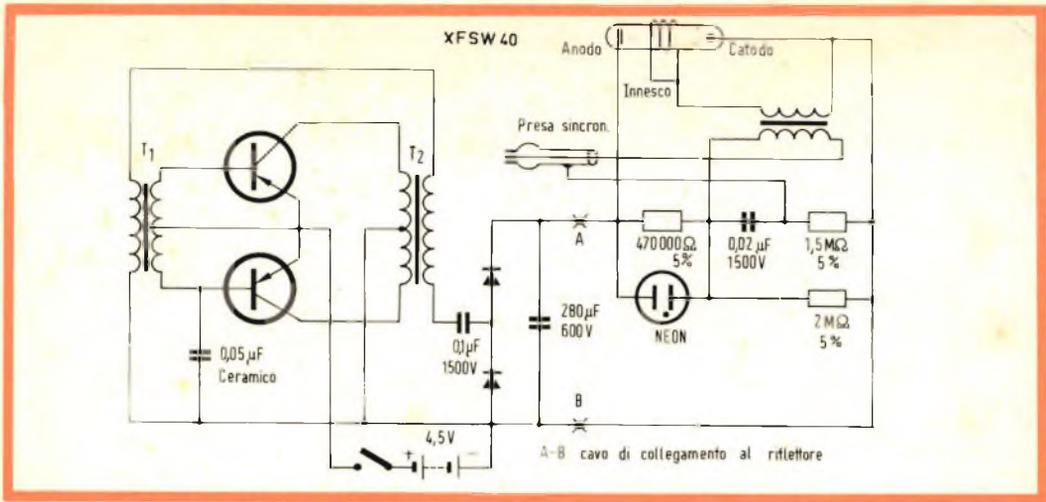


Fig. 1 - Schema elettrico di un flash elettronico.

Un altro schema di alimentatore molto interessante è quello di figura 1 nel quale sono riportati i dati relativi. Il trasformatore, qualora non lo trovi in commercio, può farlo avvolgere con una spesa molto limitata.

Sig. Dott. TARNOCZY

Flash fotografico

Il flash elettronico al quale fa riferimento è stato estratto da una rivista tedesca la quale al riguardo non dà altri particolari. In figura 1 riportiamo invece lo schema di un altro flash, pubblicato dalla rivista francese Haut Parleur, il quale ci sembra maggiormente adatto per adempiere le funzioni che le interessano. Il peso dell'insieme, nella versione originale, non supera i 500 grammi e le sue dimensioni sono di 50 x 100 x 180 mm. Il tempo di ricarica dei condensatori è di 5-8 secondi. Il controllo della fine di carica è assicurato dalla lampada al neon. La durata del lampo è di 1/440 di secondo. Il numero guida, che occorre dividere per la distanza dell'oggetto da fotografare per ottenere l'apertura del diaframma, è indicato dalla seguente tabella:

ASA	10	25	50	100	160	200
N. Guida	10	16	22	32	45	50

Lo schema di principio è il seguente: Due transistori del tipo OC16, OC19 o di tipo similari sono montati come oscillatore simmetrico con i due trasformatori T1 e T2 realizzati con nuclei di ferroccube tipo 25/16-10-3B2. L'oscillatore è del tipo a emettitore comune ed una frazione delle tensioni di collettore, disponibili alle estremità dell'avvolgimento elevatore di T2, è applicata al primario di T1. I trasformatori T1 T2, i due transistori e i due raddrizzatori al silicio fanno parte di un unico blocco. Le caratteristiche di T1 e T2 sono le seguenti:

T1 = primario 150 spire di filo smaltato da 14/100, secondario 2 x 34 spire di filo smaltato da 25/100.

T2 = primario 2 x 14 spire di filo smaltato da 50/10, secondario 800 spire di filo smaltato da 14/100. La tensione alternata disponibile è applicata dal condensatore da 0,1 µF ai due raddrizzatori montati come duplicatori di tensione. Cid consente di caricare il condensatore da 280 µF con una tensione di 500 V. Gli elementi della parte destra dello schema sono disposti nel riflettore. Il positivo è collegato direttamente all'anodo della lampada flash XFSW40 di costruzione tedesca ed il negativo al suo catodo. La lampada al neon NM2 è montata in serie fra il positivo ed il negativo dell'alta tensione tramite una resistenza da 470 kΩ che insieme a quella da

2M Ω funge da partitore di tensione. Questo partitore è calcolato in modo che la tensione fra gli elettrodi della lampada al neon siano esattamente sufficienti per provocare la sua ionizzazione quando la tensione assume il suo valore normale cioè quando il condensatore da 280 μ F è caricato a 500 V.

Il primario della bobina d'impulso è montato in serie al condensatore da 0,02 μ F e con il cordone della presa sincro collegato all'interruttore di sincronizzazione dell'apparecchio fotografico.

Sig. **GUARDONE G.** - Savona

Sintonizzatore FM stereofonico

La ditta GBC dispone di alcune scatole di montaggio EICO relative ai sintonizzatori FM. Ne illustriamo brevemente le caratteristiche: SINTONIZZATORE AM/FM EICO modello HFT92 (Z/496-SM306)

Ricezione monoaurale FM, ricezione monoaurale AM, ricezione stereo FM/Multiplex con adattatore MX99. Sezione AM: sensibilità 20 μ V per uscita 0,8 V, 15 dB. Antenna in ferrite e presa per antenna esterna. Campo di frequenze 540-1650 kHz. Sezione FM: Entrata 300 Ω bilanciati. Risposta di frequenza da 20 a 20.000 Hz. Gruppo oscillatore completamente schermato. Uscite due, ad inseguitore catodico e multiplex. L'uscita catodica consente il collegamento all'amplificatore sino a 60 metri. Alimentazione 110 V, 50 Hz.

SINTONIZZATORE FM EICO, modello HFT 90, come il precedente ma solo per FM. SINTONIZZATORE STEREO FM Multiplex EICO modello ST97

Ricezione monoaurale FM, e ricezione stereofonica FM multiplex. Si tratta di una brillante realizzazione dovuta all'unione di due apparecchiature di elevata classe, un sintonizzatore FM molto sensibile ed un adattatore per il secondo canale FM. Valvole impiegate: 1/ECC85, 5/6AU6, 1/6AL5, 1/12AT7, 1/6D10, 1/DM70, 1/EZ80 piú 6 diodi. Distorsione armonica monoaurale 0,6% stereofonica meno del 1,5%.

ADATTATORE per FM MULTIPLEX EICO modello MX99

In unione a qualsiasi sintonizzatore FM do-

tato di uscita multiplex (tipo EICO HFT90, HFT92 ST 96) consente la ricezione di trasmissioni stereofoniche di elevata qualità musicale. E' dotato di indicatore automatico di sintonia, commutatore per il passaggio immediato dalla ricezione mono a quella stereo, controllo di separazione dei canali, alimentatore per il funzionamento indipendente. Uscita a bassa impedenza.

Sig. S.Ten. **GAZZI G.** - Bologna

Ricevitore professionale

Precisiamo che in linea di massima non ci è possibile inviare schemi relativi ad apparecchi professionali o del surplus, dato che ciò comporta lunghe ricerche oltre alle spese di riproduzione.

In via eccezionale il nostro sig. Soati ha provveduto a farle spedire una copia dello schema da lei richiesto. Le facciamo presente che esso si riferisce all'apparecchio RCA CR 88A del tutto simile a quello da lei richiesto.

Sig. **BALANDI F.** - Roma

Convertitore a transistori per OC

L'apparecchio ZENITH del quale è in possesso se consente di ottenere delle ottime prestazioni nelle gamme di radiodiffusione, per gli altri servizi può essere usato esclusivamente come ricevitore di emergenza. Evidentemente anche modificando il circuito non potrà conseguire dei risultati migliori dato che esso è stato elaborato in modo da ottenere le massime prestazioni possibili in relazione ai servizi ai quali è destinato.

Migliori risultati potrà ottenere collegando ad esso un convertitore. Uno schema di un tale apparecchio, del tipo a transistori, e realizzato recentemente da un om francese con ottimo risultato è riportato in figura 1.

Nello stesso si fa uso di tre transistori del tipo OC170. Gli avvolgimenti delle bobine, di tipo intercambiabile, saranno avvolti su dei supporti aventi un diametro di 14 mm muniti di nucleo magnetico regolabile.

Banda 7 MHz - Bobina L1 = primario 1-2, = 6 spire di filo da 10/100 protette da tubetto in plastica e avvolte sopra il secondario

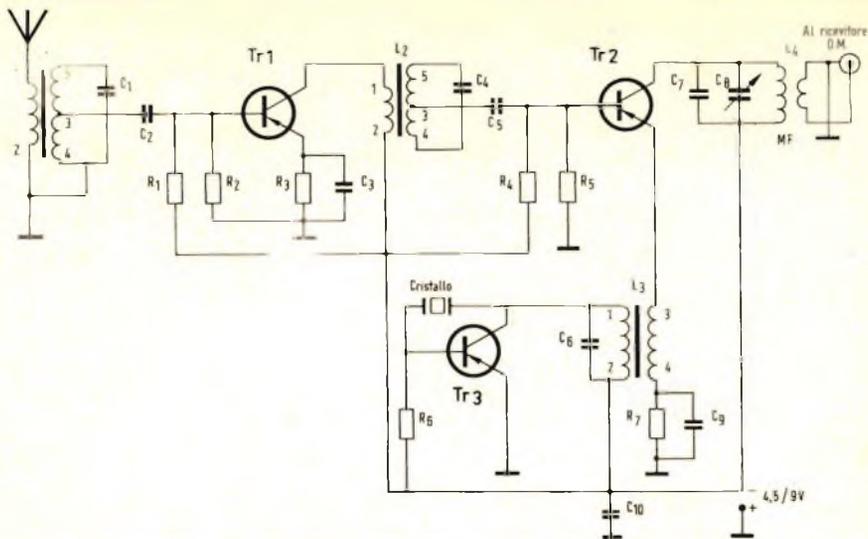


Fig. 1 - Schema elettrico di un convertitore a transistori per OC.

dal lato massa. Secondario 4-5 = 32 spire di filo di rame smaltato 3/10, unite con presa 3 alla 12^a spira dal lato freddo. C1 = 30 pF. Bobina L2 = primario 1-2 = 4 spire come L1; secondario 4-5 = 32 spire come L1, presa 3 alla 10^a spira dal lato freddo. C4 = 30 pF. Bobina L3 = primario 1-2 = 37 spire come L1; secondario 3-4 = 4 spire come L1; C6 = 30 pF.

Cristallo 5.600 ÷ 5.800 kHz, oppure 8.200-8.500 kHz.

Banda 14 MHz - Bobina L1 = 1-2, = 5 spire di filo come sopra; 4-5 = 20 spire presa 3 alla 8^a spira. C1 = 20 pF.

Bobina L2 = 1-2 = 4 spire; 4-5 = 20 spire presa 3 alla 6^a spira C4 = 20 pF.

Bobina L3 = 1-2 = 23 spire; 4-5 = 3 spire; C6 = 20 pF.

Cristallo 4.250-4.333 kHz oppure 5.100-5.250 kHz.

Banda 21 MHz - Bobina L1 = 1-2 = 3 spire; 4-5 = 12 spire presa 3 alla 6^a spira; C1 = 15 pF.

Bobina L2 = 1-2: 3 spire, 4-5 = 12 spire con presa 3 alla 6^a spira. C4 = 15 pF.

Bobina L3 = 1-2 = 14 spire; 3-4 = 3 spire; C6 = 15 pF.

Cristallo 6660-6675 oppure 7650-7700 kHz.

L4 è costituito da una comune bobina per onda media sulla quale saranno avvolte e fissate con cera, 12 spire di filo coperto in seta. Se il condensatore variabile C8 sarà scelto con una capacità dell'ordine di 140 pF, l'esplorazione delle varie gamme verrà effettuata sintonizzando il ricevitore sulla banda dell'onda media compresa fra 1000 e 1500 kHz. La messa a punto del convertitore non presenta eccessive difficoltà. In primo luogo ci si assicura che il trasformatore MF (L4) risuoni sulla gamma da esplorare collegando la sua uscita, tramite cavo coassiale, al ricevitore ed inserendo nel circuito il solo Tr2. Manovrando C8 si dovrà notare un sensibile aumento del rumore di fondo. Eseguita tale prova si metteranno in circuito tutte le bobine relative alla gamma dei 7 MHz, gli altri transistori ed il cristallo, che ad esempio potrà essere scelto per la frequenza di 5700 kHz, inserendo provvisoriamente un milliamperometro da 0-5 mA fra il - della linea e l'estremo 2 di L3. Regolando il nucleo si osserverà una caduta di corrente del quarzo sulla sua fondamentale che potrà essere controllata con un ricevitore locale. Può darsi che il numero delle spire dell'avvolgimento 1-2, relativo a L3, sia un po' elevato per ottenere

l'accordo sulle frequenze alte. In tal caso occorre togliere qualche spira. Identico procedimento dovrà essere seguito per le gamme dei 14 e 21 MHz. Disponendo di un grid-dip le operazioni di messa a punto saranno naturalmente molto semplificate.

Collegando l'antenna all'ingresso ed il convertitore al ricevitore sintonizzato sulla gamma delle onde medie, usando un cristallo da 5.700 kHz e le bobine L1, L2 e L3 per i 7 MHz, si dovranno udire le stazioni radiofoniche che trasmettono in tale gamma e i dilettanti. Sintonizzando su una stazione ben udibile e regolando i nuclei di L1 e L2 si dovrà ottenere un notevole aumento dell'intensità. Le stesse operazioni dovranno essere ripetute per le altre gamme.

Componenti: C1, C4, C8, C7, C6 = vedi testo; C2 = 10.000 pF; C3 = 10.000 pF; C5 = 10.000 pF; C9 = C10 = 10.000 pF; R1 = 33.000 Ω ; R2 = 4700 Ω ; R3 = 560 Ω ; R4 = 27.000 Ω ; R5 = 5600 Ω ; R6 = 470.000 Ω ; R7 = 470 Ω .

Sig. **TORELLI E.** - Mantova

Trasmettitore Z/1122

In considerazione del fatto che è nota la causa che ha provocato il mancato funzionamento del trasmettitore in questione è ovvio che le ricerche debbono essere orizzontate in primo luogo verso tutti i componenti ed in modo particolare le valvole. Ha controllato l'efficienza di queste ultime? Visto che le tensioni ai rispettivi piedini sono regolari non resta che controllare tutti gli altri componenti, bobine incluse. Probabilmente l'insidia è nascosta in un corto circuito per cui le tensioni risultano presso a poco regolari.

Sig. **TORTORA F.** - Milano

A proposito di ricevitori a transistori

Lo schema del ricevitore monotransistore al quale fa riferimento è esatto. Sebbene la sua messa a punto sia un po' difficoltosa, qualora il montaggio sia stato eseguito in modo ortodosso il funzionamento dovrebbe essere regolare. Un tale apparecchio non è troppo indi-

cato per essere collegato ad un amplificatore: d'altra parte le suggeriamo il montaggio dell'amplificatore TR/114, e del relativo sintonizzatore TR/112, dai quali potrà avere ben altre soddisfazioni.

Il ricevitore della COLLINS al quale si fa riferimento nell'articolo da lei citato, è un apparecchio del tipo professionale avente qualità veramente notevoli. Evidentemente il riferimento aveva carattere ironico!

Sig. **NICCHIA L.** - Genova

Domande di carattere generale

Le sue domande comportano la trattazione di un argomento talmente vasto, che va dai circuiti oscillanti ai trasformatori, che non ci è possibile esaminare in una rubrica come questa il cui carattere è quasi telegrafico.

Le consigliamo la lettura di qualche manuale come ad esempio: LA RADIO E' UNA COSA SEMPLICISSIMA di Aisberg, TECNICA DI LABORATORIO del Callegari, entrambi editi dalla casa editrice "Il Rostro" di Milano.

Sig. **MORONI M.** - Roma

Aumento della portata di un radiotelefono

Per poter dare un giudizio esatto occorrebbe essere in possesso dello schema dei rice-trasmettitori in suo possesso o per lo meno conoscere le principali caratteristiche di funzionamento: se essi sono del tipo a transistori o a valvola ed eventualmente quale di quest'ultimo è usata come circuito finale. Ad ogni modo l'unico mezzo per ottenere un notevole aumento della portata, per lo meno in simili casi, è quello di perfezionare l'impianto di antenna specialmente per quanto riguarda l'apparecchio che viene collocata in una località fissa.

Tenga presente che per effettuare trasmissioni radio di qualsiasi tipo occorre essere in possesso della relativa licenza ministeriale. Sono esclusi soltanto i rice-trasmettitori del tipo RAYSTAR o similari, autorizzati dal Ministero, ed eroganti una potenza dell'ordine di 0,05 W.



ANTENNE AD ATTACCO AUTOMATICO

Le nuove antenne con attacco automatico sono quanto di più moderno e funzionale esista per agganciare gli elementi alla culla. La BEAT è l'unica concessionaria in Italia di questo nuovo brevetto, e lo lancia ora in commercio dopo severissimi collaudi.



Ogni elemento viene bloccato sulla culla con la semplice pressione della mano.

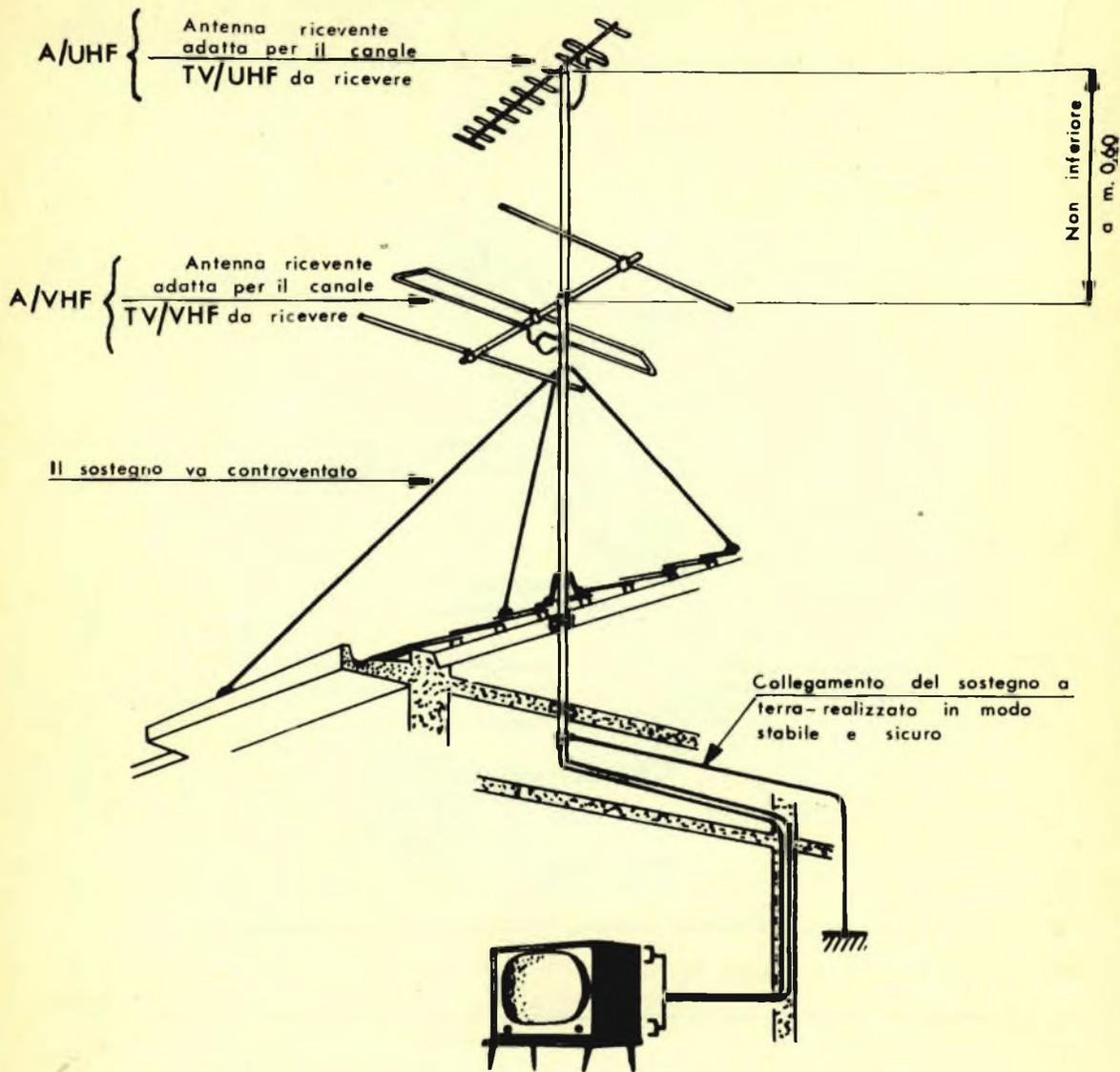
Bastano pochi secondi per montare completamente l'antenna con assoluta precisione, mentre la culla e gli elementi restano perfettamente isolati, fra di loro.

Il compito dell'installatore è reso ancora più facile perchè ogni morsetto è vistosamente colorato con analoghi riferimenti sopra la culla.

In caso di errore nel montaggio, si può agevolmente staccare l'elemento introducendo un cacciavite tra uno degli angoli esterni del morsetto e la culla: facendo leva fuoriesce il nottolino dal foro e l'elemento si stacca.

Il Moplen impiegato per questi morsetti è insensibile ad ogni sbalzo di temperatura, la sua eccezionale tenacità ed elasticità può consentire un numero infinito di montaggi e smontaggi.

Enorme vantaggio ha l'assenza di viti, dadi e ranelle, che danno luogo ad inconvenienti nel tempo per effetto della ruggine che sempre si forma nei punti di contatto.



ESEMPIO PRATICO PER L'INSTALLAZIONE DI ANTENNE MF E TV, SECONDO LE DISPOSIZIONI LEGISLATIVE, LEGGE 6 MAGGIO 1940, N. 554 E 14 GIUGNO 1940, N. 138.

NORME SULLA INSTALLAZIONE DI ANTENNE MF E TV

In seguito alle numerose richieste relative alle norme di buona installazione di antenne riceventi riteniamo opportuno riportare le diverse disposizioni riguardanti l'argomento.

La domanda più comune riguarda la possibilità di posa di un'antenna ricevente esterna sul fabbricato nel quale risiede l'utente. La risposta a tale quesito è contenuta nelle disposizioni legislative di cui alla legge 6 maggio 1940, n. 554 - Gazzetta Ufficiale, 14 giugno 1940, n. 138: « Disciplina dell'uso degli aerei esterni per audizioni radiofoniche ».

Art. 1 - I proprietari di uno stabile o di un appartamento non possono opporsi alla installazione, nella loro proprietà, di aerei esterni destinati al funzionamento di apparecchi radiofonici appartenenti agli abitanti degli stabili o appartamenti stessi, salvo quanto è disposto negli articoli 2 e 3.

Art. 2 - Le installazioni di cui all'articolo precedente debbono essere eseguite in conformità delle norme contenute nell'articolo 78 del R. D. 3 agosto 1928, n. 2295. **Esse non devono in alcun modo impedire il libero uso della proprietà secondo la sua destinazione né arrecare danni alla proprietà medesima o a terzi.**

Art. 3 - Il proprietario ha sempre facoltà di fare nel suo stabile qualunque lavoro, innovazione ancorché ciò importi la rimozione o il diverso collocamento dell'aereo, né per questo deve alcuna indennità all'utente dell'aereo stesso.

Egli dovrà in tale caso avvertire preventivamente l'utente, cui spetterà di provvedere a propria cura e spese alla rimozione o al diverso collocamento dell'aereo.

Art. 11 - Le contestazioni derivanti dall'installazione di aerei esterni ai sensi dell'articolo 1 del primo comma dell'articolo 2 sono decise, su ricorso degli interessati, con provvedimento definitivo del Ministero delle Comunicazioni.

All'autorità giudiziaria spetta di decidere in merito alle controversie relative all'applicazione del secondo comma dell'articolo 2 e di stabilire la indennità da corrisponderci al proprietario, quando sia dovuto, in base all'accertamento dell'effettiva limitazione del libero uso della proprietà e di danni alla proprietà stessa.

Queste disposizioni sono convalidate dall'ultimo comma dell'articolo 2 del Decreto 5 maggio 1946, n. 382: « L'impianto degli aerei esterni per radioaudizioni è libero e disciplinato dalle norme degli ar-

ticoli 1, 2, 3 e 11 della Legge 6 maggio 1940 e dell'articolo 5 della Legge stessa, modificato dall'articolo 2 del presente decreto.

La prima parte dell'articolo 2 citato prevede che:

« Coloro che non intendono più servirsi dell'aereo esterno sia per cambiamento di dimora o per altra causa devono nel contempo provvedere a propria cura e spese alla rimozione dell'aereo e, ove occorra alle conseguenti riparazioni della proprietà. La rimozione anzidetta non sarà necessaria quando l'aereo venga utilizzato da altro utente ».

Le norme tecniche relative all'impianto ed uso degli aerei sono contenute nell'articolo 78 del D. L. 3-8-1928.

Tutte le disposizioni che riguardavano le antenne riceventi esterne adatte per le ricezioni circolari sono state integrate dal Comunicato del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni:

In relazione al quesito posto da molti lettori per conoscere se i proprietari di immobili possano opporsi alla installazione di antenne per televisione, l'Ufficio Stampa del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ha comunicato:

La disposizione fondamentale che regola la installazione degli aerei esterni per le ricezioni circolari è la Legge 6 maggio 1940, n. 554, la quale fa obbligo ai proprietari di stabili od appartamenti di non opporsi alla installazione nella loro proprietà degli aerei appartenenti agli abitanti degli stabili od appartamenti stessi purché le installazioni siano conformi alle norme tecniche dell'articolo 78 del R. D. 3 agosto 1928, n. 2295.

Questo articolo prescrive che, nell'impianto e nell'uso degli aerei, gli utenti sono tenuti ad adottare, sotto la loro responsabilità, tutti i mezzi consigliati dalla tecnica e dalla pratica ai fini della sicurezza dell'impianto e del suo regolare funzionamento, e perché anche nel caso della vicinanza di altri impianti elettrici, non possa essere arrecato danno né alle persone né alle cose.

In mancanza di ogni distinzione, la Legge 6 maggio 1940, n. 554 è applicabile ad ogni tipo di antenna che serva

al funzionamento degli apparecchi radiofonici e quindi anche nelle antenne a modulazione di frequenza. Poiché le antenne per le ricezioni televisive si identificano proprio con queste ultime, esse sono senz'altro comprese nella previsione della Legge 6 maggio 1940, n. 554.

Pertanto il proprietario, ove siano osservate dall'inquilino le norme tecniche prescritte, non può opporsi alla installazione delle antenne, salvo il suo diritto ad ottenere il risarcimento per eventuali danni arrecati all'immobile ».

Altri quesiti vengono posti riguardanti le norme tecniche di installazione per le quali è richiamato l'articolo 78 del R. D. 3 agosto 1928, n. 2295 - Gazzetta Ufficiale n. 254 del 31 ottobre 1928:

Art. 78 - Nell'impianto e nell'uso degli aerei delle stazioni radioelettriche destinate alla ricezione delle radiotrasmissioni circolari gli utenti sono tenuti ad adottare sotto la loro responsabilità tutti i mezzi consigliati dalla tecnica e dalla pratica ai fini della sicurezza dell'impianto e del suo regolare funzionamento e perché, anche nel caso della vicinanza di altri impianti elettrici non possa essere arrecato alcun danno alle cose e alle persone.

Senza pregiudizio delle altre prescrizioni di carattere generale e locale cui l'utente deve uniformarsi, egli avrà l'obbligo di osservare le seguenti disposizioni:

a) Gli aerei non dovranno essere tesi sopra aree pubbliche o di uso pubblico, salvo i casi in cui sia stato rilasciato regolare nulla osta delle competenti autorità e degli altri Enti interessati e sempre che vengano osservate le norme imposte dai regolamenti locali.

b) L'incrocio dei fili di aereo con linee ad alta tensione o a corrente forte è proibito.

Nel caso della vicinanza di dette linee gli aerei debbono essere costruiti in modo che a causa della eventuale rottura del filo non possa assolutamente verificarsi alcun contatto.

La distanza orizzontale tra le linee e

l'aereo non dovrà comunque essere inferiore a 10 metri.

c) I sostegni dell'aereo non dovranno avere un'altezza maggiore di 8 metri se collocati su tetti di edificio o su terrazze. I supporti, gli ancoraggi e le penne debbono essere **fissati solidamente ed essere sufficientemente robusti per resistere allo sforzo massimo cui il materiale può essere assoggettato.**

Inoltre dovranno soddisfare alle condizioni che seguono:

1) I sostegni saranno sistemati in modo che essi possano conservare la loro posizione primitiva e ciò anche nel caso che siano assoggettati ai massimi sforzi.

2) Si dovrà evitare possibilmente di impiegare sostegni in legno; ove poi si dovesse ricorrere a tale impiego i sostegni dovranno essere di legname duro. Usando sostegni in ferro o in acciaio si dovrà curare che essi siano ben protetti contro la ruggine. Se come si preferisce vengono impiegati pali tubolari essi dovranno avere lo spessore di almeno 1 mm e un diametro esterno non inferiore a 20 mm.

d) **Gli aerei dovranno essere costruiti in modo da non pregiudicare il funzionamento delle antenne già installate e da non impedire per quanto è possibile la erezione di future antenne.**

e) Deve essere predisposto il collegamento dell'aereo a terra servendosi all'uopo di apposito commutatore.

Queste sono le disposizioni di legge relative alla installazione di antenne esterne, tanto più importanti in quanto la loro mancata osservanza può provocare danni alle persone o alle cose e disturbi ad altri utenti.

Chiariamole in rapporto alla situazione tecnica attuale:

1) Il palo di sostegno deve essere messo in opera in posizione tale che, per inclinazione accidentale o per caduta, nessuna parte del sostegno o delle antenne in opera possa venire a contatto con linee telegrafiche, telefoniche o elet-

triche a bassa tensione (max. 220 V. Nel caso di tensioni superiori vedi paragrafo 5).

2) L'ubicazione del sostegno deve essere tale che, per rottura accidentale di esso o di elementi delle antenne in opera, sia preclusa la possibilità di caduta su aree destinate ad uso pubblico (strade, piazze, ecc.).

Perciò il sostegno deve essere fissato o controventato in modo sicuro.

3) Nelle norme si parla anche del diametro esterno del sostegno, ove tubolare metallico. Tale diametro non deve essere inferiore a 20 mm nella parte superiore (meglio 25 mm).

Nei punti di giunzione tra i diversi elementi di diverso diametro occorre curare la chiusura stagna contro la penetrazione di acqua dall'elemento superiore a quello inferiore onde evitare di « arrecare danni alle proprietà o a terzi » per umidità infiltrantesi lungo le pareti cave del sostegno.

4) Il sostegno verticale dell'antenna deve essere collegato a terra e detto collegamento deve essere effettuato seguendo le prescrizioni del Decreto del Presidente della Repubblica, 27 aprile 1955, n. 547 (in supplemento alla Gazzetta Ufficiale, n. 158 del 12 luglio 1955, articolo 326): « Dispersore per la presa di terra, articolo 326 ». « Non sono ammesse come dispersori per le prese di terra le tubazioni di gas, aria compressa e simili. Sono invece ammesse, per impianti a tensione non superiori a 1000 V, le tubazioni di acqua, purché facciano parte di reti estese e l'attacco del conduttore di terra sia riportato a monte delle eventuali derivazioni.

Ove tale risultato non sia conseguibile, dovrà farsi ricorso ad accorgimenti atti a garantire le necessarie condizioni di sicurezza ».

Per quanto riguarda il capoverso e) si ritiene opportuno chiarire che nella tecnica attuale sui conduttori di terra non sono ammessi né interruttori né fusibili come dal contenuto del paragrafo 2.3.06 incluso nelle norme CEI 11-8 Edizione VI,

1962, fascicolo 276, dal titolo: « Norme per gli impianti di messa a terra » paragrafo 2.3.06 — Esclusione di fusibili o interruttori sui conduttori di terra — « **Sui conduttori di terra non sono ammessi né interruttori né fusibili** ».

5) Nel caso di vicinanza a linee ad alta tensione o a corrente forte, è indispensabile rispettare il disposto del capoverso b) relativo alla distanza di almeno 10 metri in orizzontale tra antenna ricevente e linea nonché il disposto dello stesso articolo relativo alla assoluta impossibilità di contatti per rottura di un filo.

6) La ubicazione di una nuova antenna va poi studiata in relazione al capoverso d) dell'articolo 78 del R.D. 3 agosto 1928, e occorrerà rispettare le seguenti regole:

a) non mettere mai due antenne riceventi l'una dinanzi all'altra rispetto al trasmettitore.

b) Qualora si debbano posare due o più antenne è necessario disporre l'una di fianco all'altra in modo che la minima distanza fra i due punti più vicini delle medesime sia di due metri.

c) Se sullo stesso sostegno vengono installate due antenne riceventi destinate a due diversi utenti la distanza tra di esse deve essere:

tra due antenne del Canale	A	3-4 m
» » » » »	B	2-3 m
» » » » »	C	2-3 m
» » » » »	D-H	1,50-3 m
» » » » »	UHF	1-2 m

Nel caso in cui le due antenne fossero adatte alla ricezione di due diversi canali vale la distanza maggiore.

d) Nel caso in cui sullo stesso sostegno venga messa in opera una antenna ricevente per VHF ed una per UHF la distanza tra di esse è consigliabile non sia inferiore a m. 0,60.

Sopra un tetto o terrazzo la soluzione migliore nel caso di posa di più antenne riceventi consiste nel metterle in opera con le punte degli elementi lontane tra loro e, particolarmente, a diversa altezza.

Nel caso di addensamento di antenne

riceventi in punti localizzati dell'edificio conviene ricorrere all'**impianto centralizzato di ricezione** come del resto previsto nell'art. 4 del R.D. 11 dicembre 1941, n. 1555:

« Per l'applicazione delle disposizioni relative alla installazione delle antenne e delle prese di terra, sono da osservarsi le seguenti prescrizioni:

a) negli edifici con più di 10 appartamenti da costruirsi nei comuni aventi una popolazione di almeno 100.000 abitanti, debbono essere previste le canalizzazioni per l'impianto dell'antenna collettiva;

b) in tutti gli edifici di nuova costruzione destinati ad uso di abitazione, le canalizzazioni metalliche dell'acqua, del gas e del termosifone debbono essere messe in buona comunicazione permanente col suolo.

Qualora negli edifici indicati nel presente comma siano previsti impianti elettrici incassati, il tubo metallico che riveste i conduttori deve avere una buona continuità elettrica e risultare ben messo a terra ».

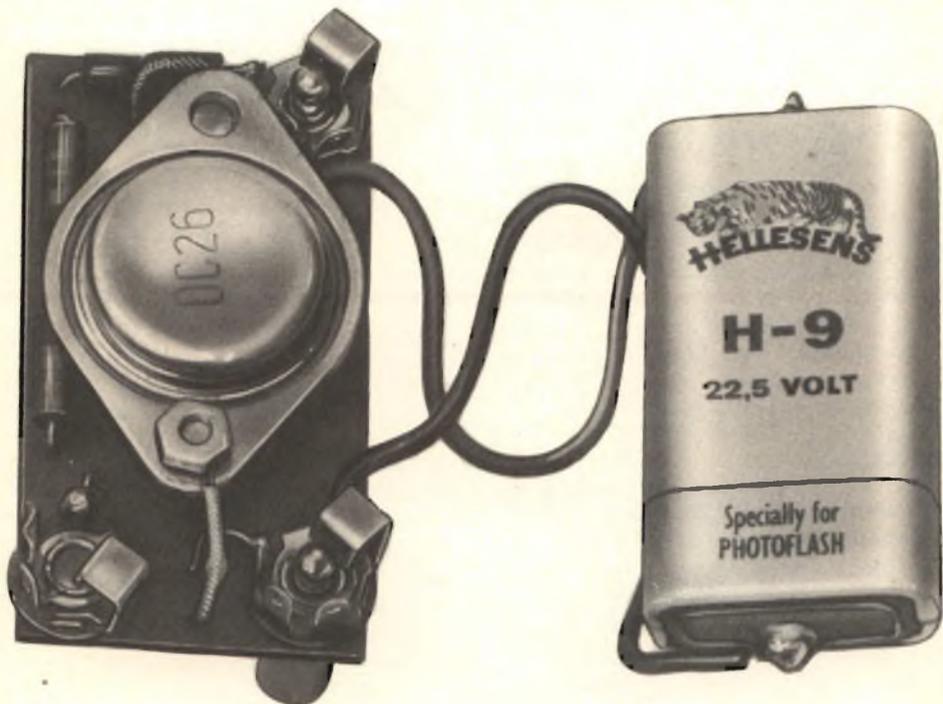
In base all'articolo 79 del citato R.D. 3 agosto 1928, n. 2295, pubblicato sulla Gazzetta Ufficiale n. 254 del 31 ottobre 1928:

« **Art. 79.** par. 3): Nella ricezione con aereo esterno gli utenti dovranno, per evitare disturbi agli altri apparecchi riceventi, usare soltanto quei dispositivi che non diano luogo a sensibili oscillazioni sull'aereo. In caso contrario il Ministero delle Comunicazioni, su ricorso degli interessati o del concessionario dei servizi di radioaudizione circolare, potrà ordinare la rimozione dell'aereo da eseguirsi in base a decreto prefettizio ».

A chiarimento di questo articolo occorre tenere presente la possibilità di irradiazione della frequenza fondamentale generata nell'oscillatore locale di un ricevitore o radio o TV e delle relative armoniche. Tali frequenze sia in fondamentale che in armonica devono essere opportunamente bloccate all'origine così da non arrecare disturbo ad altri ricevitori posti nelle vicinanze.

COMANDO ELETTRONICO

PER FLASH



Gli appassionati di fotografia, che per le loro riprese si avvalgono del flash, saranno senz'altro interessati e troveranno utilissimo l'apparecchietto che andiamo a descrivere, perchè consentirà di modernizzare il loro impianto fotografico ed effettuare delle riprese sempre perfette.

Mettiamo subito in chiaro che non si tratta di un flash elettronico, cioè di quel particolare apparecchio che consente un numero illimitato di lampi con la medesima lampadina e che viene usato dai foto-reporters o dai dilettanti con maggiori possibilità finanziarie: il nostro deve essere usato in combinazione con il normale flash a batteria, quello, per intendersi dove si brucia una lampadina per ogni fotografia

scattata. Comunque, anche se in scala ridotta, abbiamo trovato il modo di applicare l'elettronica, e con dei risultati veramente soddisfacenti; il problema è nato da queste considerazioni: chi ha provato flash del genere sa benissimo che ogni tanto per cause misteriose la lampadina non si accende, oppure si accende a sproposito, con il risultato non solo di mancare una buona fotografia, ma di sprecare anche della pellicola inutilmente.

Questi inconvenienti traggono la loro origine da diverse cause, le quali possono riassumersi in: batteria scarica, deterioramento dei contatti della macchina fotografica, non perfetta sincronizzazione mecca-

nica, lampadine difettose, difettoso collegamento fra la macchina fotografica e il flash. Di tutte queste cause, quelle relative all'usura dei contatti, sincronizzazione e non perfetta carica della batteria, sono

senz'altro eliminabili appunto con l'apparecchio descritto nel presente articolo. Oltre a una batteria da 22,5 V, è impiegato un transistor di media potenza, tre resistenze e un condensatore.

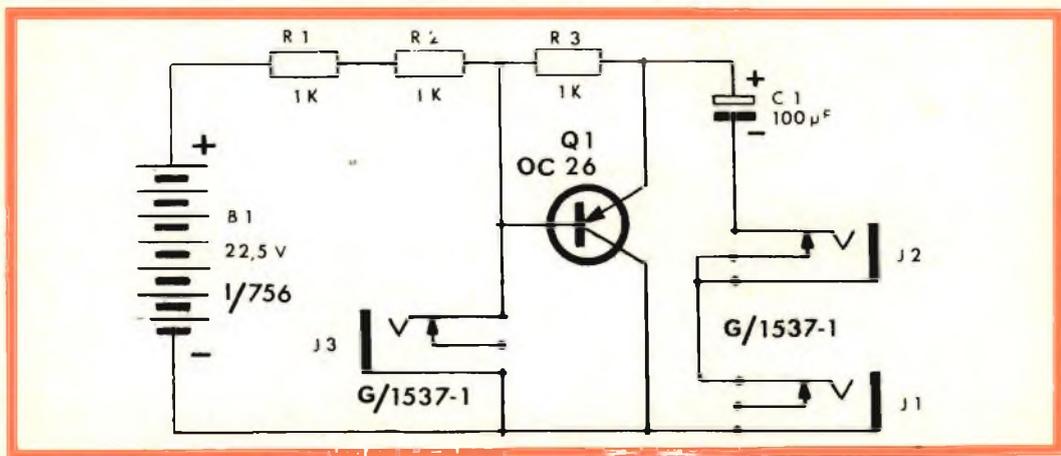


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di comando flash.

Circuito elettrico

È illustrato dalla fig. 1, e può considerarsi virtualmente diviso in due parti: un circuito formato dalla batteria, le resistenze R_1 , R_2 , R_3 , e il condensatore C_1 , e un secondo circuito comprendente il condensatore C_1 e il transistor OC26.

Le prese J_1 , J_2 consentono il collegamento rispettivamente di una o di due lampadine in serie fra loro; il jack J_3 fa capo invece all'interruttore presente sulla macchina fotografica.

Ammettiamo di aver collegato una sola lampadina al jack J_1 : la presa J_2 è automaticamente esclusa, e agli effetti elettrici è in corto circuito; l'interruttore della macchina fotografica è aperto, la base del transistor ha quasi lo stesso potenziale dell'emettitore, e l'OC26 risulta quindi interdetto. Attraverso le tre resistenze del circuito e la resistenza interna della lampadina, il condensatore C_1 si carica in un tempo relativamente breve; dalla batteria quindi viene prelevata una certa corrente che tende gradualmente ad annullarsi man mano che il condensatore si carica.

Ammettiamo ora di schiacciare il pulsante sulla macchina fotografica, cioè di scattare una fotografia: la base del transistor viene a trovarsi così bruscamente sul lato negativo del circuito d'alimentazione, l'emettitore risulta positivo rispetto alla base e di conseguenza il circuito emettitore diventa conduttore.

Il condensatore C_1 , attraverso il transistor, scarica tutta l'energia precedentemente accumulata sulla lampadina, provocandone immediatamente l'accensione; quali i vantaggi quindi? Il primo, e il più importante, è che l'accensione della lampadina non avviene tramite la batteria ma tramite il condensatore, quindi lo stato più o meno efficiente della batteria al massimo si ripercuote sul tempo di carica del condensatore e non più sull'innesco della lampadina: praticamente il complesso funziona anche con la batteria parzialmente scarica. Il secondo vantaggio è che la corrente necessaria all'innesco della lampadina non passa più attraverso i fragili contatti dell'interruttore posto sulla macchina fotografica, ma attraverso la giunzione emettitore-collettore del transistor



Fig. 2 - Circuito stampato riprodotto in scala 1:1.

OC26: quindi una maggiore durata dei contatti stessi e un funzionamento sempre perfetto dell'interruttore.

Come risulta dal circuito di fig. 1, non è stato previsto alcun comando d'accen-

sione, in quanto attraverso il transistor interdetto passano solo pochi microampère; inoltre la carica del condensatore avviene solo quando la lampadina è infilata nel rispettivo zoccolo: ciò pensiamo che semplifichi ulteriormente il funzionamento del complesso il quale, una volta collegato nella posizione più opportuna, può considerarsi assolutamente indipendente e non è più necessario alcun intervento da parte dell'operatore. Il prototipo da noi realizzato ha sempre dato ottimi risultati e, per le varie prove, è stato applicato a diversi tipi di macchina fotografica senza mai presentare difetti di funzionamento.

Realizzazione pratica

Anche questo circuito è stato realizzato su circuito stampato: nulla impedisce però di eseguire il montaggio col sistema tradizionale dei vari componenti saldati fra loro, o su basette di collegamento, ecc.; il circuito stampato consentirà invece, anche ai dilettanti alle prime armi, di montare

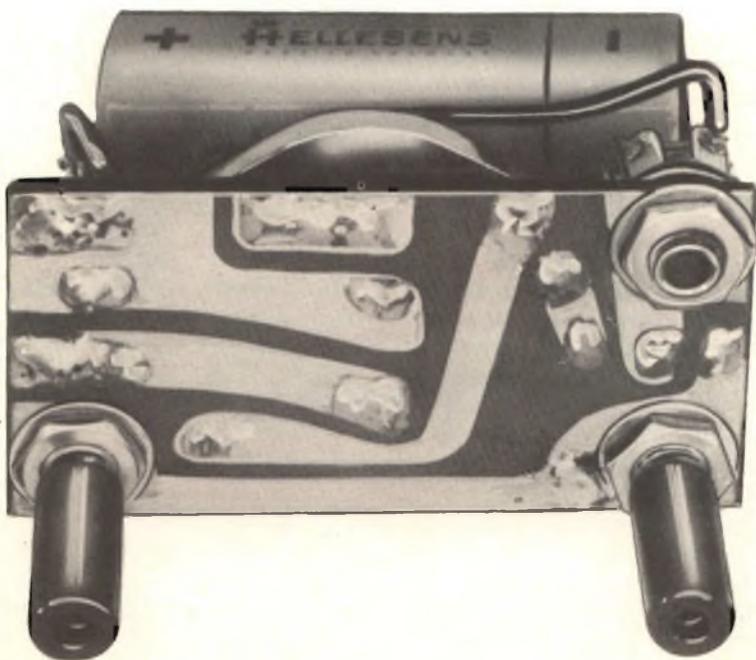


Fig. 3 - Il comando flash visto dal lato posteriore.

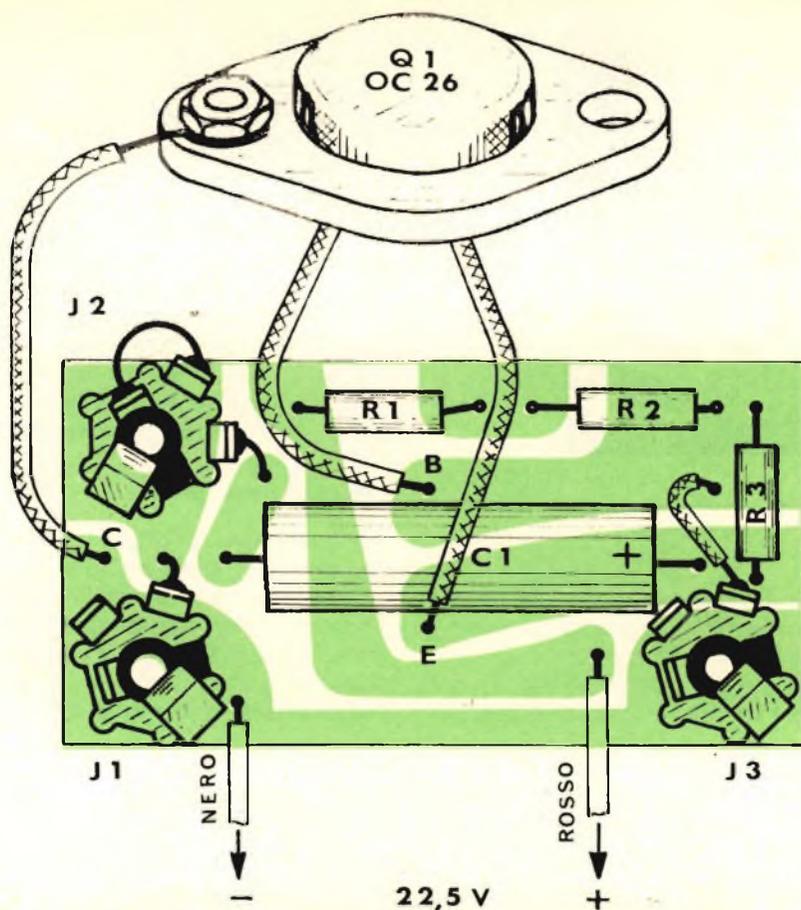


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul pannello del circuito stampato.

l'apparecchio con assoluta certezza di funzionamento. Tutti i materiali impiegati sono disponibili presso qualsiasi magazzino « G.B.C. »: il circuito stampato invece deve essere autocostruito, impiegando la trousse « Print-Kit » che contiene tutto il necessario per la realizzazione.

La fig. 2 illustra il circuito in scala 1/1, cioè in dimensioni reali: sarà sufficiente quindi sovrapporre la pagina della rivista alla basetta di bachelite ramata, precedentemente tagliata nelle dimensioni volute, per poter segnare i vari fori e tracciare i collegamenti. Nella scatola « Print-Kit » sono allegate tutte le istruzioni per eseguire le operazioni di incisione con l'acido, ecc. Il cablaggio dei componenti è ripor-

tato dalla fig. 4: in tal modo le varie operazioni risultano semplificate al massimo, e l'unica cura sta nel disporre il condensatore C_1 con le esatte polarità di riferimento.

Per finire

Come precedentemente accennato, il circuito così realizzato può essere collegato e montato nella posizione che si ritiene più opportuna o vicino alla macchina fotografica, o vicino al flash, o montata in una scatoletta di plexiglass a parte.

Il collegamento con la lampadina, o le lampadine, può essere lungo anche $20 \div 30$ mt. senza che per questo sia

pregiudicato in alcun modo il buon funzionamento del sistema; questo è un altro punto interessante, che pensiamo dia nuove possibilità d'impiego del flash all'operatore fotografico. La batteria, un normale

tipo da 22,5 Volt, non sarà più soggetta a scariche repentine e durerà così molto più a lungo; lo stesso dicasi per l'interruttore posto sulla macchina fotografica e per tutti gli altri componenti interessati.

ELENCO DEI COMPONENTI

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.	Prezzo listino
R1	Resistenza 1 K Ω ½ W 10%	D/32	18
R2	Resistenza 1 K Ω ½ W 10%	D/32	18
R3	Resistenza 1 K Ω ½ W 10%	D/32	18
C1	Condensatore 100 μ F 25 V	B/347	150
Q1	Transistore PNP	OC26	2.200
B1	Batteria 22,5 V per flash	I/756	—
J1	Jack normalmente chiuso	G/1537-1	390
J2	Jack normalmente chiuso	G/1537-1	390
J3	Jack normalmente chiuso	G/1537-1	390
	Circuito stampato (vedi testo)		
	3 spinotti per Jack	G/1537-2	3x350

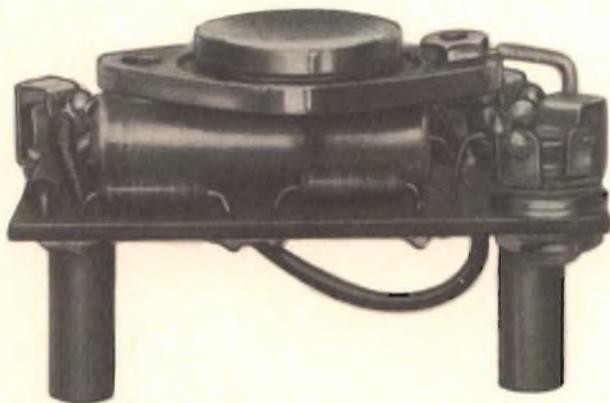


Fig. 5 - Il dispositivo di comando del flash visto di fianco.

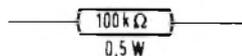
RICORDATE DI RINNOVARE IL VOSTRO
ABBONAMENTO
 A SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV PER IL 1965



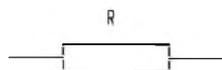
ILLUSTRATA

COMPONENTI ELETTRONICI

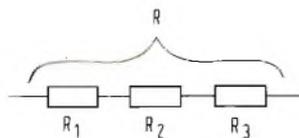
RESISTENZA E RESISTORI



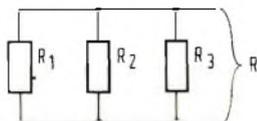
Qualsiasi materiale sia liquido che solido, che opponga una certa « resistenza » al passaggio di una corrente di elettroni si chiama, in Elettronica, « resistore ». Il valore della resistenza si misura in ohm. Resistori con valore di resistenza inferiore a 100Ω di solito sono costituiti da filo avvolto su di un tubetto di materiale ceramico. Per valori più elevati, serve da resistenza un sottile strato di carbone depositato su di un bastoncino di porcellana alle cui estremità vengono fissati i reofori. Sopra lo strato di carbone viene spruzzata la vernice che serve a proteggere lo strato di carbone contro gli agenti atmosferici.



Qui accanto è riportato il simbolo che serve ad indicare un resistore in un circuito elettrico.



Quando più resistori vengono collegati in serie il valore complessivo della resistenza (R) è dato da $R = R_1 + R_2 + R_3$.

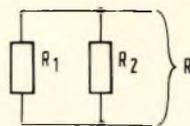


Se i resistori vengono collegati in parallelo il valore complessivo della resistenza (R) è dato da:

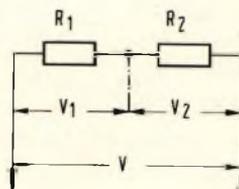
$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Quando i resistori collegati in parallelo sono soltanto due il calcolo della resistenza complessiva viene semplificato con la seguente formula:

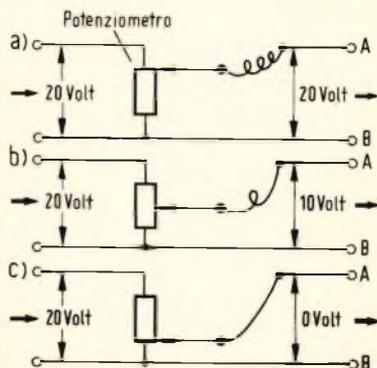
$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



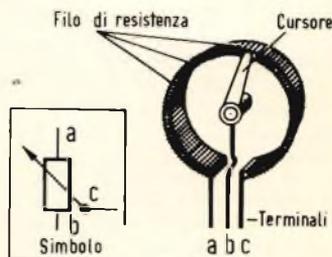
E' interessante l'impiego di resistori in serie in circuiti « partitori di tensione ». In questo caso, il valore della tensione che si forma ai capi di ciascun resistore è direttamente proporzionale al valore della resistenza del medesimo. Ciò non è altro che una conseguenza della legge di ohm. ($E = RI$). Se, per esempio, i due resistori hanno valore uguale di resistenza ($R_1 = R_2$), anche le tensioni saranno uguali ($V_1 = V_2$). Se il resistore R_1 ha una resistenza tre volte più grande di R_2 anche la tensione V_1 sarà tre volte più grande di V_2 .

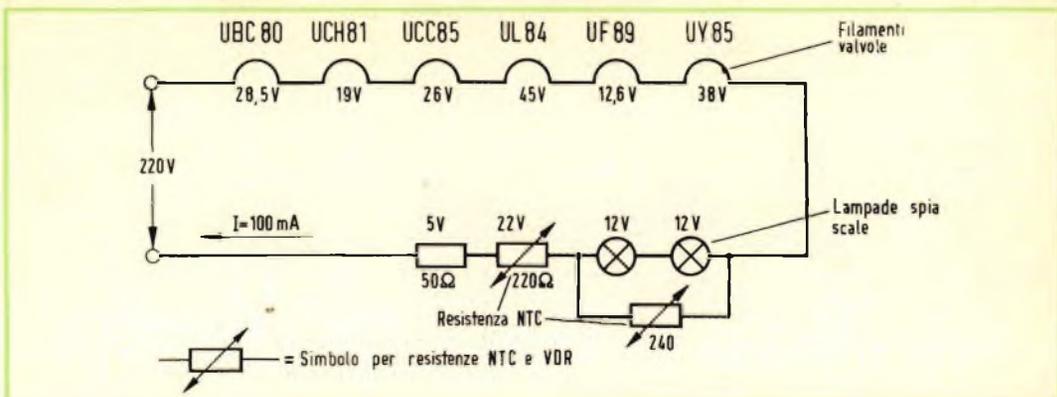


Un partitore di tensione « regolabile » si chiama potenziometro. Essenzialmente un potenziometro è costituito da un supporto circolare ricoperto da grafite sul quale può muoversi un cursore. Supponiamo di applicare ai capi del potenziometro una tensione di 20 V. Quando il cursore si trova sull'estremità superiore dell'elemento resistivo (a) tra i punti A e B avremo ancora una tensione di 20 V. Se il cursore viene ora portato a metà (b), tra i punti A e B la tensione sarà 10 V. Se infine il cursore viene portato all'altra estremità dell'elemento resistivo (c) la tensione tra A e B sarà nulla. E' ovvio che in questo modo è possibile ottenere tra i punti A e B tutti i valori di tensione compresi tra 0 e 20 V.



Nella figura qui accanto è riportata una esecuzione pratica di un potenziometro a filo

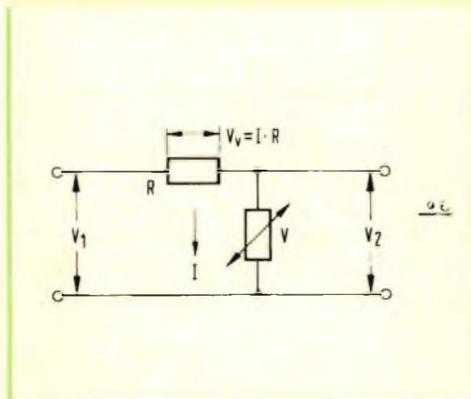




Tra i resistori impiegati in radio e televisione meritano una speciale menzione due tipi particolari chiamati più propriamente « termistori » (NTC = negative temperature coefficient) e « varistori » (VDR = voltage dependent resistors). Nei termistori, a differenza dei normali resistori, la resistenza « diminuisce » all'aumentare della temperatura nella misura del 3-6% per grado centigrado.

Per esempio, un termistore inserito nella rete di alimentazione dei filamenti delle valvole di un televisore, può avere « a freddo » un valore di resistenza di $2 \div 3 \text{ k}\Omega$; tale valore scende a 220Ω circa quando i filamenti sono accesi. Questo comportamento evita l'insorgere di una sovracorrente al momento dell'accensione dei filamenti delle valvole.

I termistori sono composti da ossidi speciali e materiali ceramici fusi ad alta temperatura (sinterizzati).



Un comportamento completamente diverso presentano i varistori (VDR) il cui valore di resistenza dipende dal valore della tensione ad essi applicata. In particolare tale valore diminuisce quando la tensione tende ad aumentare. Sono formati da granuli di carburo di silicio sinterizzati con un collante che conferisce loro, a processo ultimato, un aspetto di materiale ceramico.

La dipendenza della resistenza dalla tensione è dovuta alla resistenza di contatto variabile esistente tra i singoli cristalli di carburo di silicio. Vengono impiegati come elementi regolatori di tensione.

Per esempio, supponiamo che la tensione V_1 aumenti, nel varistore (V) scorrerà una maggiore corrente che a sua volta produrrà ai capi del resistore R una maggiore caduta di tensione V_v , per cui la tensione V_2 rimarrà inalterata.

RECENSIONE

D. COLAPIETRO - TECNOLOGIA DEI COMPONENTI ELETTRONICI - Edizioni SIDEEA - Roma, VOLUME I° - 330 pp. 250 figure, più monogrammi, abachi e tabelle. Lire 3.200

Questo volume è il primo di una serie di due volumi, il secondo dei quali sarà dedicato ai tubi elettronici. Sebbene sia stato compilato ad uso degli allievi periti di elettronica industriale e delle telecomunicazioni, in virtù della forma piana e semplice, pur mantenuta rigorosamente aderente ai concetti tecnici e scientifici, con la quale è stato concepito, è senz'altro da consigliare a tutti coloro che svolgono una attività qualsiasi nel campo della radiotecnica siano essi riparatori, tecnici o progettisti. Il libro è suddiviso in dieci capitoli in ciascuno dei quali sono passati in rassegna i principali componenti quali i resistori fissi, variabili, lineari e non, i condensatori, gli induttori, i relé i cavi ed i trasformatori, con la descrizione dettagliata dei vari tipi, delle relative caratteristiche strutturali e del loro impiego in funzione del loro comportamento a seconda dei circuiti interessati. Altri capitoli sono destinati ai sistemi di protezione dei componenti ed altre nuove tecniche dei materiali ferromagnetici.

Su quest'ultimo argomento dello stesso autore è stato pubblicato il volumetto **TECNOLOGIA DEI MATERIALI MAGNETICI (Lire 800)** nel quale sono presi in esame le proprietà della materia, i materiali ferromagnetici, le polveri ferromagnetiche agglomerate, le ferriti, i magneti permanenti ed altri interessanti argomenti.

panorama radiofonico

Il Parte

GERMANIA - REPUBBLICA DEMOCRATICA

Amministrazione: Staatliches Rundfunkkomitee, Nalepastrasse 18, Berlin-Oberschoneweide.

Si fa presente ai lettori che tutte le amministrazioni inviano l'elenco delle trasmissioni e relative frequenze, dietro richiesta.

NOTIZIARI IN LINGUA ITALIANA: 1630 su 9730-11765-1430 kHz (e generalmente su un'altra frequenza). Alle ore 22.30 6080-6115-7300-9730-1430 kHz.

ONDE MEDIE: Berlin, Koenigswusterhausen 173 (kHz), Berlin Rehmate 185; Berlin, Koenigswusterhausen 263; Schwerin 529; Greifswald 557; Liepzig, Wiederau 575, Karl Marx stadt 602; Berlin, Koepenick 611; Erfurt 629, Potsdam 656; 683; Suhl, Wachenbrunn 692; Schwerin, Woebbelin 728; Gottbus, Hoyerswerda 746; Burg 782; Berlin, Koenigswusterhausen 881; Burg 908; Reichenbach 912; Burg 935; Dresden, Wilsdruff 1043; Suhl 1052; Berlin, Koepenick 1133; Berlin, Koepenick 1358; Berlin, Koepenick 1430; Seelow 1546; Bernburg, Halle 1570.

RADIO VOLGA, Meenzlstr. Potsdam, Amm. Sovietica 263 kHz; URSS programma P.O. Box 6 Berlin, Leipzig, Wiederau 1322 kHz.

ONDE CORTE: 5970, 6080, 6115, 7295, 9555, 9560, 9625, 9725, 9730, 11400, 11695, 11765, 11795, 15240, 15255, 15340, 17825.

STAZIONI FM: Inselberg 87,8 (MHz); Marlow 88,2; Leipzig 88,4; Brocken 88,9; Schwerin 89,2; Dequede 89,4; Dresden 90,1; Leipzig 90,4; Inselsberg 90,2; Rhein-

sberg 90,5; Marlow 91,0; Brocken 91,5; Berlin 91,4; Sonneberg 91,7; Dresden 92,2; Inselsberg 92,5; KarlMarx S. 92,8; Schwerin 92,7; Marlow 93,5; Leipzig 93,8; Sonneberg 94,2; Brocken 94,6; Dequede 94,9; Schwerin 95,2; Goerlitz 95,4; Berlin 95,8; Helptarberg 95,9; Leipzig 96,6; Marlow 96,6; KarlMarx S. 97,0; Dequede 96,9; Inselberg 97,1; Berlin 97,6; Borcken 97,4; Schwerin 98,5; Cottbus 98,6; Dequede 98,9; Berlin 99,7.

TELEVISIONE: Adorf 11; Annaberg 11; Apolda 7; Bad Berka 8; Bad Elster 5; Berga 11; Berlin Koepenick 5; Berlin PB 29; Blankenburg 9; Blankstein 7; Brocken 6; Cottbus 4; Dequede 21; Dippach 9; Dresden 10; Eichicht/Schliefert 7; Eisfeld 7; Elsterberg 11; Freital 6; Frossen 11; Gera 11; Geraberg 8; Goerlitz 7; Graefenthal 7; Greiz 5; Heiligenstadt 9; Heldburg 11; Helptarberg 3; Hildburghausen 11; Hirschberg 5; Ilmenau 11; Inselsberg 5; Jena 11; Kahla 7; Karl Marx S. 8; Klingental 6; Koenigsee 8; Lauscha 11; Leipzig 9; Leutenberg 11; Lobenstein 11; Marlow 8; Mengerstereuth 7; Neustadt, Orda 11; Oelsnitz 11; Olbernhau 5; Orlamuenden 11; Plauen 5; Poessnek 7; Probstella 11; Reichenbach, Vogt 111; Ruhla 8; Saalburg 5; Sassnitz 11; Schalkau 9; Schierke 9; Schleusingen 9; Schmiedefeld 11; Schwarzenberg 11; Schwerin 11; Sondershausen 9; Sonneberg 8; Stalinstadt 9; Steinbach 9; Stuetzerbach 7; Suhl 11; Weida 5; Wurzbach 7; Zella, Mehlis 9; Ziegenrueck 9; Zittau 9; Zschopau 5.

GERMANIA - REPUBBLICA FEDERALE

Amministrazione: DF - Deutschlandfunk, Lindenalle 7; Koln-Marienburg.

DW - Deutsche Welle, Bruederstr 1, Koln.

BR - Der Bayerische Rundfunk, Rundfunkplätze 1, Muechen Radio Bremen Heinrich Hertz St. 13 Bremen.

HR - Hessischer Rundfunk, Bertnstrasse 8, Frankfurt M. Saarlandischer Rundfunk, Postfach 1050, Saarbrücken Norddeutscher Rundfunk Rothenbaumschaussee 132 Hamburg 13. Süddeutscher Rundfunk Nerckarstrasse 144 Struttgart. SDR Sender Freies Berlin Masuren A1; 8, Berlin 19.

SWF - Südwestfunk Baden Baden.

WDR - Westdeutscher Rundfunk Walrafplatz 5 Köln.

RIAS - Kufsteiner 69 Berlin 62 (controlata dagli USA) Radio Liberty (Usa) Lilienthalstrasse 2 Muenchen. Radio Europa Libera (USA).

BFN - (Inglese) P.O. 19 Colonia.

BFF (Francesi) Quartiere Napoleone Berlin-Reinickendorf.

CAE - (Canadese) Cap 5050, Werl.

ONDE MEDIE: Mainflingen DF, 151; Bayreuth, Kempten, Passau di notte, Würzburg Br, Braunschweig NDR 520; Berlin I SFB 566; Stuttgart Muhlaker 575; Frankfurt, Hoher Meissner HR 593; Bad Duerreheim, Ravensburg, Reutlingen SWF 665; Berlin Britz di giorno, Hof di notte RIAS 683; Aachen Stolberg, Herford, Siegen WDR, Hamburg di notte, Lingen, Norden Oosterlog NDR 701; Hof di giorno RIAS 737; Braunschweig, Ravensburg (Siegen Giesberg) DF 755; Munchen Ismaing BR 800; Baden-Baden, Freiburg; Keiserlautern; Koblenz; Sigmaringen; Trier; SWF 827; Berlin Britz di notte RIAS 854; Goettingen, Hamburg NDR; Langenberg WDR 971; Berlin Britz RIAS 989; Buchen Wallduern, Heidelberg Dossenheim SDR 998; Main Wolfshheim SWF, 1016; Bremerhaven RB 1079; Heilbronn Obereisesheim, Ulm Jungingen SDR 1169; Bremen RB 1358; Bad Mergentheim SDR 1412; Saarbrücken Heusweiler SR 1421; Augsburg di notte, Landshut di notte (Coburg, Regensburg) BR 1, Berlin II SFB, Adelsheim Baden, Bopfingen, Crailsheim, Eberbach Neckar, Ellwangen, Gerbronn, Giengen Brenz, Heidenheim, Kirchberg jagst, Kuelsheim Baden, Mosbach, Neresheim, Schwabisch Hall, Wertheim

Main SDR 1484; Muenster WDR 1502; Mainflingen (Bad Duerreheim, Ravensburg, Reutlingen) DF 1538; Flensburg (Lingen E.) NDR 1570; Bonn, Kleve VDR, Hannover, Kiel, Oldeburg, Osnabrueck NDR 1602; Muenchen Esmaning VOA (Voce dell'America) 1196; Europa n° 1 Saarlouis Felsberg 180; Europa Radio Muenchen Holzkirchen 719.

RETE AMERICANA AFN - Muenchen 548; Grafenwoer, Kaiserlautern Nuerberg 611; Frankfurt 872; Berlin 935; Ansbach, Bad Kissingen 1034; Stuttgart 1106; Bremerhaven, Hersfeld, Schweinfurt, Wuerzburg 1142; Bamberg, Berchtesgaden, Fulda, Goepingen, Heidelberg, Regensburg, Wertheim, 1304; Bitmburg 1394; Garmish, Giessen, Kassel Rothwesten, Straubing, Wildflecken 1502.

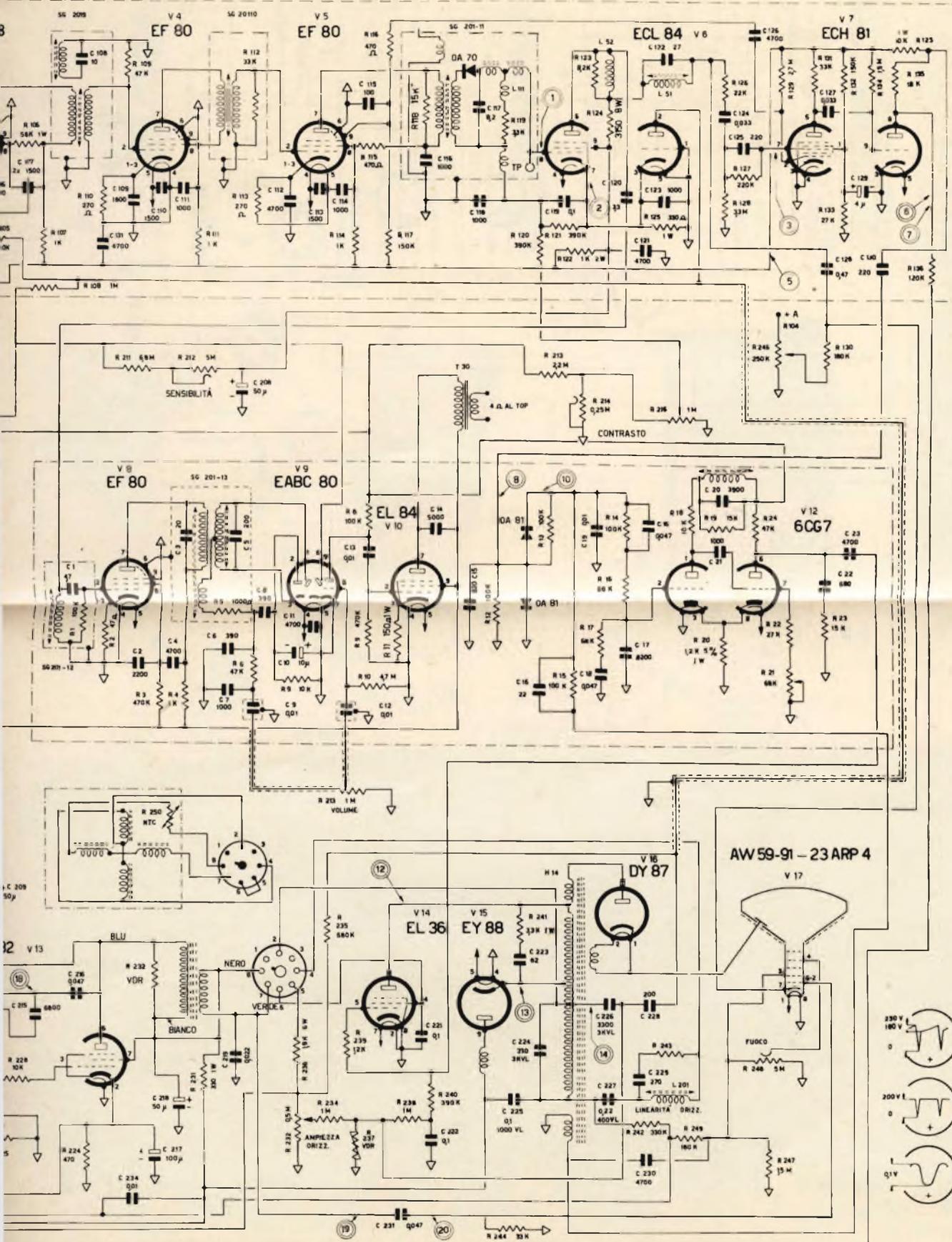
B.B.C. - (Inglese) Berlin Charlottenburg 1295.

NOTIZIARI IN LINGUA ITALIANA: 0905-0935 (solo al sabato) per i lavoratori italiani in Germania 520; (anche in FM). Dalla catena SDR a FM dalle 18.45 alle 19.00 per i lavoratori di diverse nazioni compresi gli italiani. Dalla catena VDR FM, per i lavoratori italiani dalle 19.45 alle 20.00. 2255-2335 DW 6075 kHz.

ONDE CORTE: 5955, 5980, 6005, 6015, 6030, 6075, 6085, 6100, 6145, 6160, 6170, 6190, 7160, 7205, 7225, 7235, 7260, 7265, 7280, 9520, 9545, 9575, 9605, 9640, 9685, 9735, 11715, 11785, 11795, 11815, 11925, 11930, 11945, 15185, 15205, 15275, 15280, 15405, 17815, 17845, 17870, 21650.

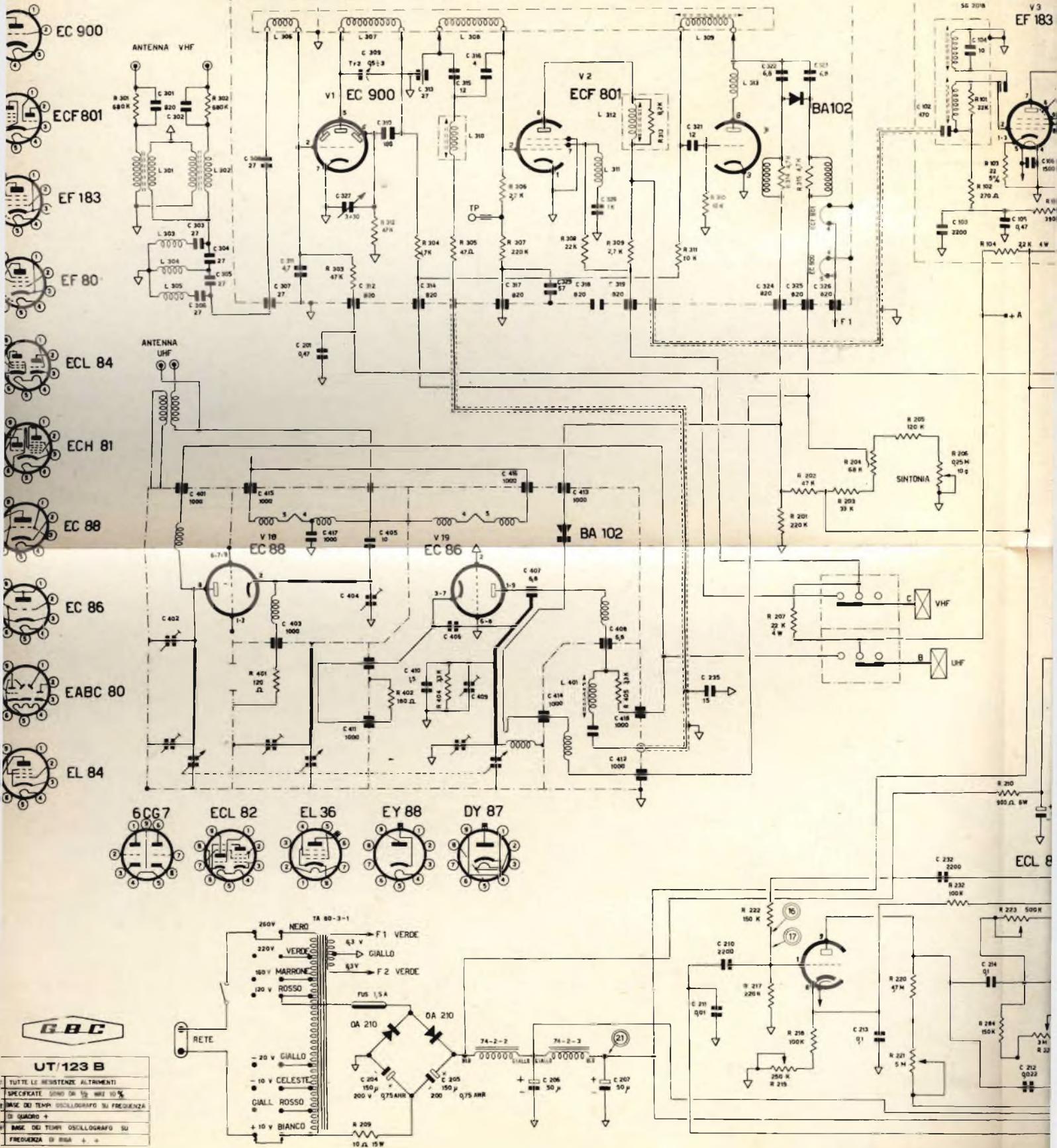
Esistono nella Germania occidentale numerose stazioni americane della rete VOA, e quelle di EUROPA RADIO (in comune con il Portogallo) e di RADIO LIBERATION gestiti dagli Stati Uniti e per propaganda politica anti orientale.

STAZIONI FM: Nella Germania occidentale funzionano circa 200 trasmettitori a modulazione di frequenza i quali occupano lo spettro compreso fra 87,6 MHz e 99,8. Esistono pure una quindicina di stazioni FM gestite dalle truppe di occupazione americane, inglesi e canadesi.



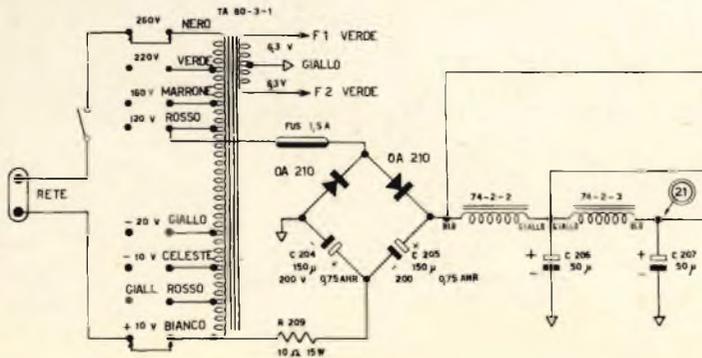
- 1
- 2
- 3
- 4
- 5
- 6
- 7
- 8
- 9
- 10
- 11
- 12
- 13
- 14
- 15
- 16
- 17
- 18
- 19
- 20
- 21
- 22

SCHEMARIO

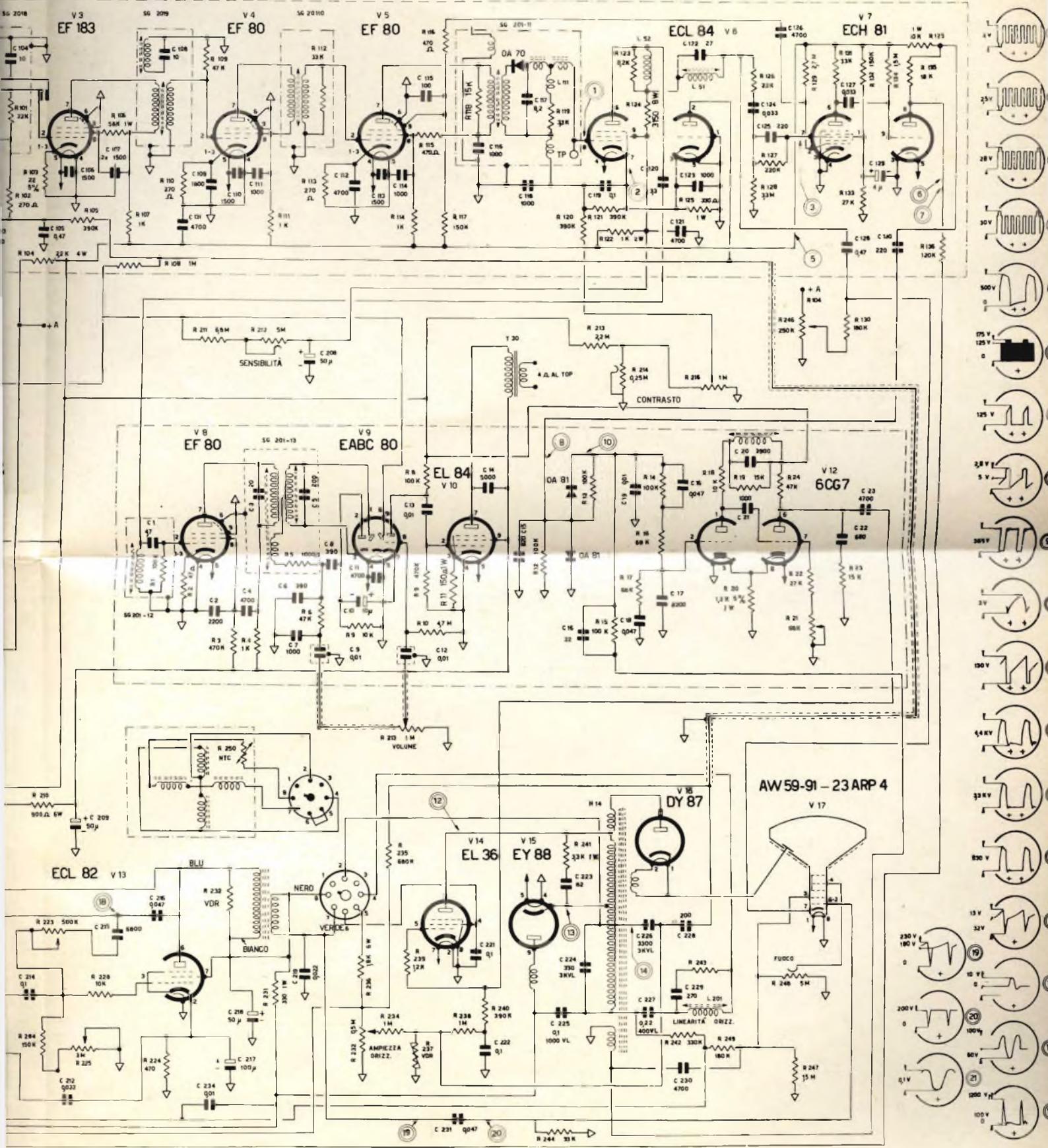


UT/123 B

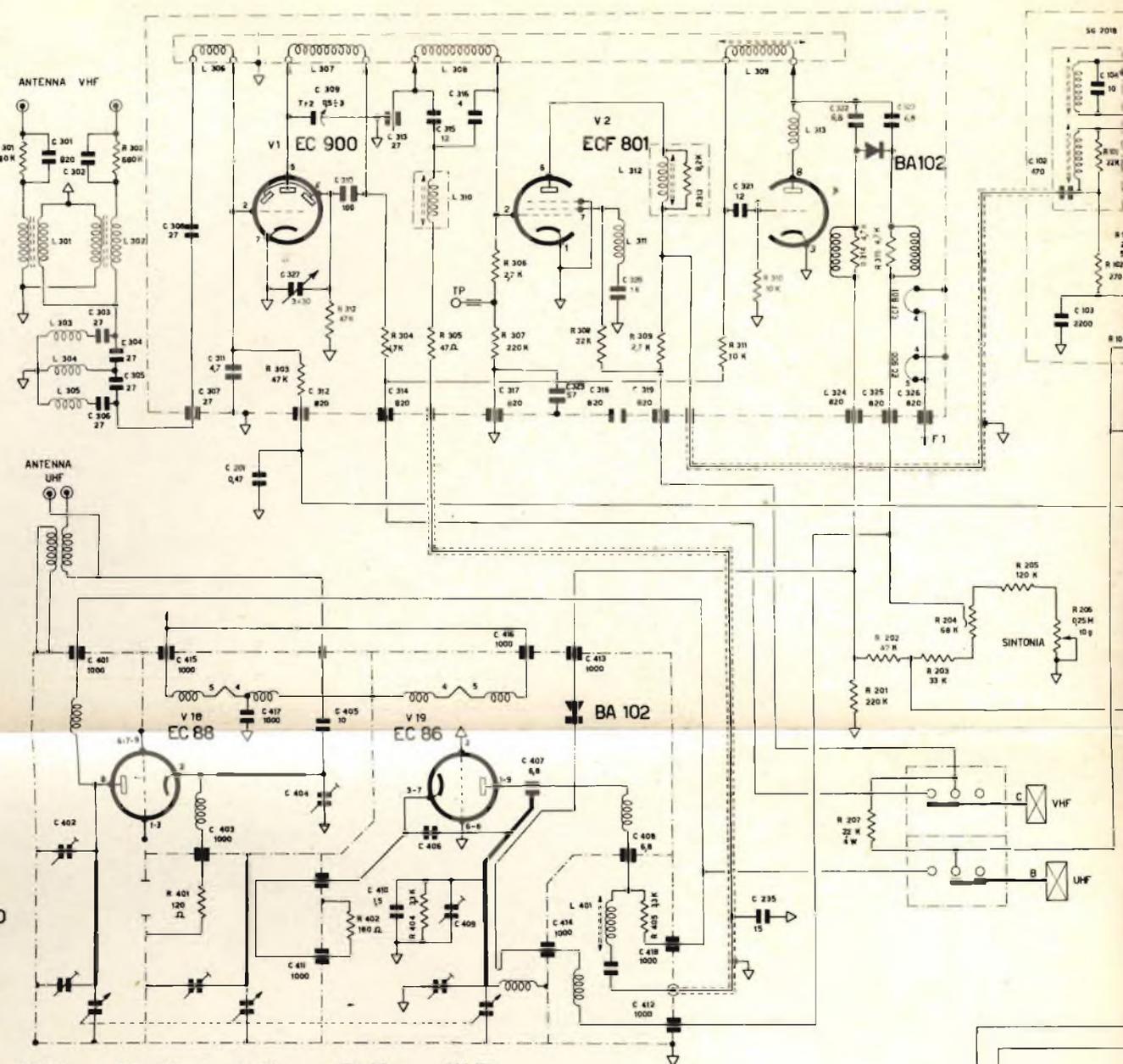
TUTTE LE RESISTENZE ALTERNANTI
 SPECIFICATE SONO DA 1% NEI 10%
 BASE DEI TEMPI OSCILLOGRAFO SU FREQUENZA
 QUADRO +
 BASE DEI TEMPI OSCILLOGRAFO SU
 FREQUENZA DI RIGA +

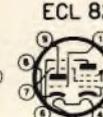
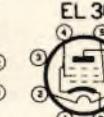
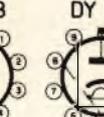


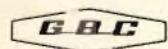
ECL 8



-  EC 900
-  ECF 801
-  EF 183
-  EF 80
-  ECL 84
-  ECH 81
-  EC 88
-  EC 86
-  EABC 80
-  EL 84

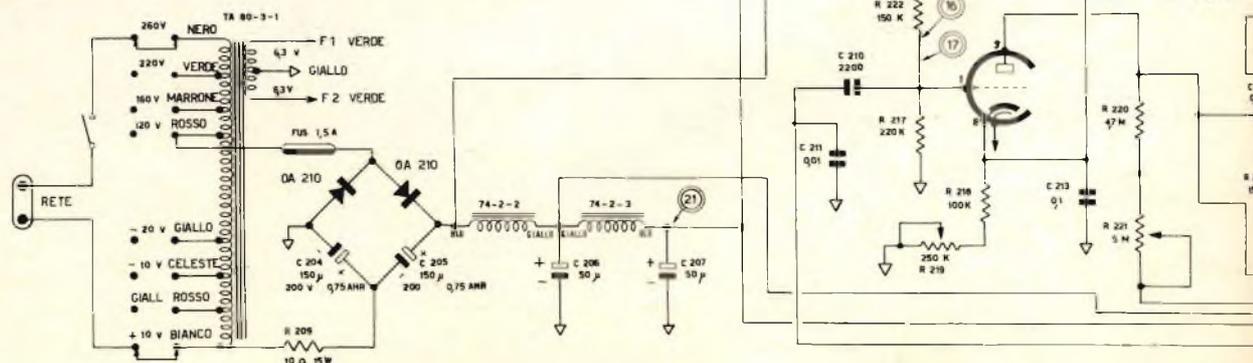


-  6CG7
-  ECL 82
-  EL 36
-  EY 88
-  DY 87



UT/123 B

- 1 TUTTE LE RESISTENZE ALIMENTATI
- SPECIFICATE SONO DA 1/2 WAT 10%
- 2 MISE DEI TEMPI OSCILLOGRAFO SU FREQUENZA
- DI QUANDO +
- 3 BASE DEI TEMPI OSCILLOGRAFO SU FREQUENZA DI RIF. + +



PRODUZIONE



1965

MILAN - LONDON - NEW YORK

AR/10 " KENT " G.B.C.

RADIORICEVITORE portatile a transistor per OM. 6 transistor + 2 diodi. Telaio a circuito stampato. Altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Scala di sintonia demoltiplicata. Mobile custodia in pelle con frontale in plastica. Alimentazione con 6 pile a torcia da 1,5 (1/726). Peso: 700 g.

Dimensioni 178 x 110 x 50

Prezzo L. 20.300



AR/18 " RONNY " G.B.C.

RADIORICEVITORE portatile a transistor per OM/OL. 6 transistor + 1 diodo. Telaio in circuito stampato. Altoparlante ad alto rendimento. Antenna in ferroxcube incorporata per OM a cannocchiale per OL. Presa per auricolare e antenna autoradio. Mobile in polistirolo antiurto con elegante borsa in pelle. Alimentazione con due pile da 3 V (1/726-2). Impiegando l'alimentatore H/567 funziona con corrente luce. Peso 600 g.

Dimensioni 175 x 85 x 45

Prezzo L. 16.600



AR/32 " DERBY " G.B.C.

RADIORICEVITORE portatile a transistor per OM. 6 transistor + 1 diodo. Telaio in circuito stampato. Altoparlante ad alto rendimento. Antenna in ferroxcube incorporata. Scala sintonia demoltiplicata. Elegante mobile bicolore in polistirolo antiurto. Alimentazione con 4 pile da 1,5 V (1/738). Impiegando l'alimentatore H/567 funziona con corrente luce. Peso 700 g.

Dimensioni 290 x 150 x 85

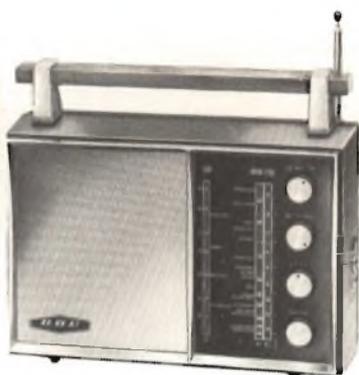
Prezzo L. 16.900





FM/33 "DOROTY" G.B.C.

RADIORICEVITORE a transistor portatile e per auto OL/OM/FM. 9 transistor + 4 diodi. Antenna incorporata in ferrite per OL/OM. Antenna telescopica per FM. Selezione di gamma a tastiera (OL/OM/FM Auto). Controllo di volume e tono. Presa per altoparlante supplementare e antenna auto. Alimentazione con pile da 1,5 V (1/738). Elegante custodia in legno finemente ricoperto con frontale in metallo cromato. Peso 2500 g. Dimensioni 265 x 165 x 75
Prezzo L. 65.800



FM/45 "HELEN" G.B.C.

RADIORICEVITORE a transistor portatile di concezione ultra moderna per OL/OM/FM. 9 transistor + 4 diodi. Antenna in ferrite incorporata per OL/OM. Antenna telescopica per FM. Presa per altoparlante supplementare e antenna auto. Ampia scala verticale, controllo di tono e volume. Selezione di gamma a commutatore (OL/OM/FM). Alimentazione con 6 pile da 1,5 V (1/738). Mobile in materiale plastico antiurto, con eleganti finiture in metallo cromato. Peso 2350 g. Dimensioni 270 x 190 x 95
Prezzo L. 69.000



AR/1 "KITTY" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per OM/OC. 5 valvole serie americana. Scala orizzontale. Selezione di gamma a commutazione. Altoparlante a magnete permanente ad alto rendimento acustico. Mobile bicolore in polistirolo antiurto. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 2000 g. Dimensioni 260 x 170 x 120
Prezzo L. 13.300



AR/8 "WONDERFULL" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per OM/OC. 5 valvole serie americana. Scala orizzontale. Selezione di gamme a commutazione. Altoparlante a magnete permanente ad alto rendimento acustico. Mobile in plastica bicolore. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 4300 g. Dimensioni 440 x 190 x 140
Prezzo L. 17.000

FM/3 "ALLAN" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. 6 valvole serie americana. Ampia scala orizzontale. Selezione di gamma a tastiera. Controlli coassiali di volume e di tono. Altoparlante ellittico ad alto rendimento acustico. Mobile bicolore in polistirolo antiurto. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 4000 g.

Dimensioni 300 x 190 x 130

Prezzo L. 26.800

FM/4 "RECITAL" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. 6 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Selezione di gamma e toni a tastiera. Altoparlante ellittico « Alnico V » di grande resa acustica. Elegante mobiletto di linea moderna. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 5300 g.

Dimensioni 500 x 190 x 160

Prezzo L. 35.900

FM/5 "BRIAN" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. 6 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Selezione di gamma e toni a tastiera. Altoparlante ellittico « Alnico V » di grande resa acustica. Elegante mobiletto in plastica bicolore di linea moderna. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 5000 g.

Dimensioni 440 x 190 x 140

Prezzo L. 31.500

FM/6 "SALOON" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OL/OM/OC/Fono. Filodiffusione. Audio TV. 6 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Selezione di gamma e toni a commutatore. Altoparlante ellittico di grande resa acustica. Originale mobile in plastica bicolore. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 5000 g.

Dimensioni 435 x 190 x 120

Prezzo L. 32.800





FM/7 "ALADIN" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OL/OM/OC/Fono. Filodiffusione. Audio TV. 6 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Selezione di gamma e toni a commutazione. Altoparlante ellittico di grande rendimento acustico. Elegante mobile in legno. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 5000 g. Dimensioni 440 x 200 x 130

Prezzo L. 34.500



FM/55 "CABOT" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. 6 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Ricerca di gamme tastiera. Controllo volume. Altoparlante ellittico di grande resa acustica. Mobile in legno con rifiniture in ottone. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 5300 g. Dimensioni 430 x 280 x 180

Prezzo L. 35.900



FM/56/rf "YELD" G.B.C.

RADIOFONOGRFO supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. 7 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Ricerca di gamme e toni a tastiera. Indicatore ottico di sintonia. Controllo volume. Altoparlante ellittico ad alto rendimento acustico. Giradischi « Lesa » a 4 velocità. Elegante mobile in legno. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 10800 g.

Dimensioni 460 x 305 x 305

Prezzo L. 59.000



FM/50/rf "SIRIUS" G.B.C.

RADIOFONOGRFO supereterodina per FM/OM/OL/OC/Fono. Filodiffusione. Audio TV. 6 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Selezione di gamma e toni a commutatore. Altoparlante ellittico di grande resa acustica. Originale mobile in legno. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 10200 g. Dimensioni 450 x 390 x 210

Prezzo L. 61.500

FM/65 "LIVELY" G.B.C.

RADIORICEVITORE supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. Presa per registratore. 7 valvole serie europea. Ampia scala orizzontale. Commutazione di toni e di gamma a tastiera. Indicatore ottico di sintonia. 3 altoparlanti. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 11000 g.

Dimensioni 615 x 255 x 250

Prezzo L. 65.000

FM/66/rf "MERRY" G.B.C.

RADIOFONOGRFO supereterodina per FM/OM/OC/Fono. Audio TV. Presa per registratore. 7 valvole serie europea. Giradischi « Lesa » con 4 velocità. Ampia scala orizzontale. Commutatore di toni e gamma a tastiera. Indicatore ottico di sintonia. 3 altoparlanti. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 16000 g.

Dimensioni 615 x 280 x 335

Prezzo L. 79.000

RG/16 "KESSY" 7" G.B.C.

REGISTRATORE a nastro con bobine da 7" 2 velocità 9,5-19 cm/s. 3 valvole + transistor + raddrizzatore + diodo. Ingressi per altoparlante supplementare. Comandi a commutatore: avanzamento sinistro - Stop - avanzamento destro - ascolto. Comandi a tastiera: incisione - sovraincisione. Controllo volume e tono. Contagiri a numeri. Indicatore ottico di registrazione. Potenza d'uscita per 10% di distorsione 3 W. Alimentazione universale. Consumo 50 W.

Dimensioni 390 x 350 x 180

Peso 9450 g.

Prezzo L. 68.000

RG/18A "PEGGY" 5" 3/4 G.B.C.

REGISTRATORE a nastro con bobine da 5" 3/4 3 velocità 2,38 - 4,75 - 9,5 cm/s. 3 motori, prese per Micro-Radio-Fono selezionabili. Uscita a bassa impedenza 3,8 Ω; alta impedenza 100 kΩ. Comandi a tastiera: Stop - Avanzamento destro - Avanzamento sinistro - Ascolto - Registrazione e sovrapposizione. Presa per altoparlante supplementare. Contagiri a numeri - indicatore ottico di livello.

Possibilità di ascolto in registrazione con altoparlante. Potenza d'uscita 3 W. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Mobile in legno ricoperto in vinilpelle. Peso 8700 g.

Dimensioni 410 x 290 x 180

Prezzo L. 76.000





RG/30 "ROBUK" 7" G.B.C.

REGISTRATORE a nastro professionale Hi-Fi bobine da 7" 3 velocità 4,75 - 9,5 - 19 cm/s. 3 motori - 5 valvole. Comandi a tastiera. Avviamento sinistro - Avviamento destro - Stop - Registrazione - Ascolto. Ingressi: Radio-Fono-Micro. Contagiri a numeri - indicatore ottico di registrazione, tasto di pausa. Controllo della registrazione in corso (monitor) Commutatore di sovraincisione. Presa per altoparlante e amplificatore di potenza. Potenza d'uscita 5 W indistorti. Ottima fedeltà di riproduzione. Peso 9900 g.

Dimensioni 420 x 300 x 180

Prezzo L. 115.000



RG/12 "BUTOBA" 5" G.B.C.

REGISTRATORE a transistor con bobine da 5". Selettore per riproduzione e registrazione a tastiera. 2 velocità 4,75 - 9,5 cm/s. Potenza d'uscita indistorta 1,5 W. Altoparlante magnetodinamico incorporato. Contagiri ad orologio. Controllo di tono e volume. Amplificatore a 7 transistor più 2 diodi e 1 valvola DM 71. Alimentazione in c.c. mediante pile monocellulari da 1,5 V. Con alimentazione separata, funziona in c.a. Peso 6600 g.

Dimensioni 300 x 240 x 170

Prezzo L. 206.000



FV/1A "ROYAL" G.B.C.

FONOVALIGIA amplificata pratica ed elegante. Buona riproduzione e basso costo sono le prerogative di questa realizzazione. Giradischi a 4 velocità « Lesa ». Regolatore di volume e tono. Potenza d'uscita indistorta 2 W. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 5800 g.

Dimensioni 330 x 360 x 135

Prezzo L. 23.700



FV/2A "BEDFORD II" G.B.C.

FONOVALIGIA dall'ottima resa acustica ottenuta con altoparlante posto sul coperchio. Giradischi a 4 velocità. Regolatore di volume e tono. Potenza d'uscita indistorta di 2,5 W. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V.

Peso 7000 g.

Dimensioni 320 x 320 x 160

Prezzo L. 23.300

FV/3 "CAMBRIDGE VIII" G.B.C.

FONOVALIGIA amplificata dalla linea classica. Giradischi a 4 velocità « Lesa ». Regolatore di Volume e tono. Potenza d'uscita indistorta 2 W. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 6000 g.

Dimensioni 430 x 270 x 150

Prezzo L. 28.700



FV/5 "OLYMPIC" G.B.C.

FONOVALIGIA moderna ed elegante ad « alta fedeltà ». Giradischi « Carrard » a 4 velocità. Regolatore di volume e tono. Potenza d'uscita indistorta 3,5 W. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 6000 g.

Dimensioni 360 x 360 x 210

Prezzo L. 36.900



FV/7 "BRISTOL" G.B.C.

FONOVALIGIA di gran lusso ad alta fedeltà musicale. Predisposta per riproduzione stereo, cambiadischi automatico a 4 velocità. Amplificatore ad Hi-Fi con regolatori di volume - toni alti - toni bassi. Frasformabile in consolle. Potenza d'uscita 3,5 W indistorti. Mobiletto in legno ricoperto in vinilpelle. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 11500 g.

Dimensioni 440 x 370 x 210

Prezzo L. 71.500





FV/11 "SURREY" G.B.C.

FONOVALIGIA stereo-mono trasformabile in console. Cambiadischi automatico « Garrard » a 4 velocità. Controllo volume, regolazione toni alti e bassi. Potenza d'uscita 6 W indistorti (3 W per canale). Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Mobile in legno ricoperto in vinilpelle. Altoparlanti staccabili dal coperchio. Ottima fedeltà di riproduzione.

Peso 12000 g.

Dimensioni 490 x 320 x 250

Prezzo L. 79.000



FV/14 "CEYLON" G.B.C.

FONOVALIGIA amplificata a transistor. Giradischi « Lesa » a 4 velocità. Potenza d'uscita 1,8 W indistorti. Regolatore di volume e tono. Alimentazione con 6 pile da 1,5 V (1/738). Modernissimo mobiletto ricoperto in vinilpelle.

Peso 4000 g.

Dimensioni 315 x 310 x 170

Prezzo L. 33.800



FV/16 "MALAGA" G.B.C.

FONOVALIGIA amplificata a transistor. Giradischi « Lesa » a 4 velocità. Potenza d'uscita 2,2 W indistorti. Alimentazione mista in c.c. con 6 pile da 1,5 V (1/738) in c.a. con alimentatore incorporato 110 ÷ 220 V. Mobile in legno ricoperto in vinilpelle. Peso 5000 g.

Dimensioni 328 x 360 x 140

Prezzo L. 41.000

FV/18 "MADERA" G.B.C.

FONOVALIGIA stereofonica amplificata a transistor. Giradischi « Lesa » a 4 velocità. Potenza d'uscita 4,4 W indistorti (2,2 W per canale). Controllo volume e tono. Alimentazione mista in c.c. con 6 pile da 1,5 V (1/738), in c.a. con alimentatore incorporato da 110 ÷ 220 V. Altoparlanti staccabili dal coperchio. Elegante mobile ricoperto in vinilpelle. Peso. 8000 g. Dimensioni 500 x 312 x 188

Prezzo L. 61.500



RG/60 "AUTO MATE" G.B.C.

MANGIANASTRO « Auto Mate » HI-FI. Originale americano in materiale stampato completo di accessori per il fissaggio. Originale soluzione tecnica a caricatore per riproduzione continua su due piste. Durata di 1 ora rinnovabile automaticamente. Completamente transistorizzata (6) a circuito stampato. Allacciamento all'autoradio in alta frequenza. Risposta 50 ÷ 18.000 Hz. Alimentazione 12 Vcc. Assorbimento 1,3 A.

Dimensioni 250 x 220 x 110

Prezzo L. _____



AR/202 "MANUAL" G.B.C.

AUTORADIO per OM a transistor e circuito tradizionale. Altoparlante incorporato. Completo di staffa per il fissaggio. Gamma 538 ÷ 1610 kHz. Circuiti di M.F. a filtri di banda. Potenza d'uscita per distorsione 10% - 2,5 W. Alimentazione con negativo a massa 12 Vcc. Assorbimento 0,75 A.

Dimensioni 190 x 165 x 60

Prezzo L. _____

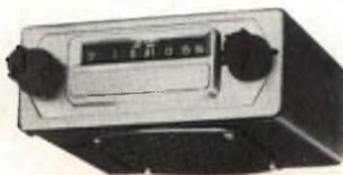


AR/204 "UNIVERSAL" G.B.C.

AUTORADIO per OM a transistor e circuito tradizionale. Completo di squadrette per il fissaggio. 5 transistor + 2 diodi. Gamma 538 ÷ 1610 kHz. Circuiti di M.F. con filtri di banda. Altoparlante incorporato. Potenza d'uscita per il 10% di distorsione 2,5 W. Alimentazione 6-12 Vcc. Assorbimento 1 A.

Dimensioni 190 x 180 x 70

Prezzo L. _____





AR/206 "BUTTON" G.B.C.

AUTORADIO per OM a transistor e circuito tradizionale. Completo di squadrette per il fissaggio. Sintonia manuale e automatica mediante tastiera. 5 transistor + 2 diodi. Gamma 538 ÷ 1610 kHz. Circuito di M.F. con filtri di banda. Altoparlante incorporato. Potenza d'uscita per il 10 % di distorsione 2,5 W. Controllo tono. Alimentazione 6-12 Vcc. Assorbimento 1 A.

Dimensioni 220 x 180 x 70

Prezzo L. _____



AR/208 "BOAT" G.B.C.

AUTORADIO per OM a transistor e circuito tradizionale. Completo d'antenna e quadrette per il fissaggio sul tetto della carrozzeria. Adatta per motoscafi, pulmann e autotreni. 5 transistor + 2 diodi. Gamma 538 ÷ 1610 kHz. Circuito di M.F. con filtri di banda. Altoparlante incorporato. Potenza d'uscita per il 10% di distorsione 2,5 W. Lunghezza antenna 850 mm. Alimentazione 12 Vcc. Assorbimento 1 A.

Dimensioni 210 x 180 x 90

Prezzo L. _____



RT/111 "HERALD" G.B.C.

RADIOTELEFONO a transistor portatile dal versatile impiego. 3 transistor - Sintonia fissa. Antenna telescopica. Potenza 30 mW. Altoparlante reversibile. Alimentazione con batteria da 9 V. Peso 250 g.

Dimensioni 135 x 60 x 35

Prezzo L. 29.800 la coppia

UT/89 B "SHORT III" G.B.C.

TELEVISORI di classe. Cinescopio da 19" con protezione « black rose » in resina acrilica. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. 34 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Suono HI-FI. Mobile di ridotte dimensioni di ingombro, in legno esotico, trattato con resine poliesteri. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentazione 220 V. Dimensioni 590 x 440 x 290

Prezzo L. 169.000



UT/89 H "SHORT III" G.B.C.

TELEVISORE di classe. Cinescopio da 19" Bonded-Shield. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. 34 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Suono HI-FI. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro, in legno esotico, trattato con resine poliesteri. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentaz. 220 V. Dimensioni 590 x 440 x 290

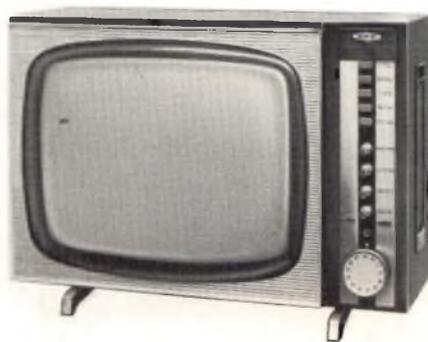
Prezzo L. 189.000

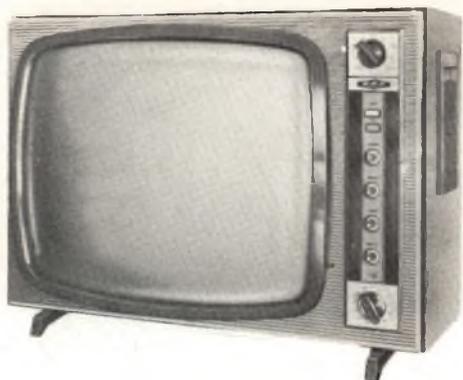


UT/99 "LAZIO" G.B.C.

TELEVISORE di classe mondiale. Cinescopio da 19". Bonded-Shield. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. Sintonia automatica. 38 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Regolazione del tono a tasti. 2 altoparlanti. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro in legno pregiato trattato con resine poliesteri. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Dimensioni 590 x 440 x 290

Prezzo L. 220.000



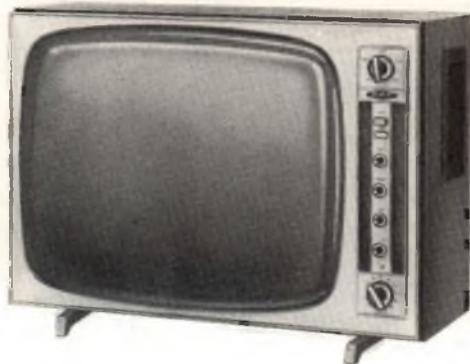


UT/103 B "INFORMER III" G.B.C.

TELEVISORE di classe. Cinescopio da 23" con protezione « black rose » in resina acrilica. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per la gamma UHF. 34 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Suono HI-FI. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro, in legno esotico, trattato con resine poliesteri. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentazione 220 V.

Dimensioni 680 x 480 x 350

Prezzo L. 189.000



UT/103 H "INFORMER III" G.B.C.

TELEVISORE di classe. Cinescopio da 23" Bonded-Shield. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. 34 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Suono HI-FI. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro, in legno esotico, trattato con resine poliesteri. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentaz. 220 V.

Dimensioni 680 x 480 x 350

Prezzo L. 212.000



UT/103 C "INFORMER IV" G.B.C.

TELEVISORE di classe. Cinescopio da 23" Bonded-Shield. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. 34 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Suono HI-FI. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro, in legno esotico, trattato con resine poliesteri. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentaz. 220 V.

Dimensioni 680 x 480 x 350

Prezzo L. 212.000

UT/123 B "CLEVER III" G.B.C.

TELEVISORE con cinescopio da 23" Bonded-Shield. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. 34 funzioni di valvola. Comandi di regolazione frontali. Regolazione del tono. Due altoparlanti. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro in legno pregiato trattato con resine poliesteri. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Predisposto per comando a distanza.
Dimensioni 700 x 500 x 350
Prezzo L. 225.000



UT/143 "LIBERTAS" G.B.C.

TELEVISORE di classe mondiale. Cinescopio da 23" Bonded-Shield. Due sintonizzatori: uno per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. Sintonia automatica. 38 funzioni di valvole. Comandi di regolazione frontali. Regolazione del tono a tasti. 2 altoparlanti. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro in legno pregiato trattato con resine poliesteri. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V.
Dimensioni 700 x 500 x 350
Prezzo L. 255.000



OCCHIO AL MARCHIO



MILAN - LONDON - NEW YORK

PRODUZIONE "LESA,"



LESAPHON 280 "ALCIONE" LESA

FONOVALIGIA amplificata. Altoparlante di grande diametro (200 mm) e di elevata resa acustica, contenuto nel coperchio staccabile. Giradischi a 4 velocità. Controllo fisiologico del volume. Regolazione separata dei toni alti e bassi. Presa per apparecchiatura supplementare stereo. Presa per registratore. Alimentazione universale in c.a. Potenza d'uscita 3,5 W indistorti. Peso 6800 g.

Dimensioni 200 x 320 x 410

Prezzo L. 33.900



LESAPHON 421 "MANILA" LESA

FONOVALIGIA a transistori amplificata. Giradischi a 4 velocità sfilabile a cassetto dal contenitore che è anche sede dell'altoparlante. Alimentazione in c.c. mediante 6 pile a torcia da 1,5 V. Regolatori di volume e di tono. Potenza d'uscita 1,5 W indistorti. Peso 3000 g. Dimensioni 235 x 132 x 315

Prezzo L. 23.600



LESAPHON 431 "CANARIE" LESA

Caratteristiche analoghe al mod. 421 ma con possibilità di alimentazione anche in c.a.

Peso 4150 g

Prezzo L. 29.800

LESAPHON 521 "CENTAURO" LESA

FONOVALIGIA amplificata a transistori, con altoparlante inserito nel coperchio staccabile. Dotata di cambiadischi mod. CN che consente di riprodurre automaticamente da 1 a 8 dischi aventi varie dimensioni, anche se mescolati, purché alla medesima velocità. Mediante l'apposito adattatore di cui è corredata, suona automaticamente fino a 10 dischi a 45 giri. Questa fonovaligia è predisposta alla riproduzione stereofonica. Controllo di volume fisiologico e regolazione separata dei toni alti e bassi. Presa per registratore. Alimentazione universale in c.a. Potenza d'uscita 3 W indistorti. Peso 6800 g.

Dimensioni 195 x 330 x 400

Prezzo L. 37.700

PRODUZIONE "PHILIPS,"

EL 3551 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico a 1 velocità a 4 piste, completamente transistorizzato. Velocità 9,5 cm/s. Potenza d'uscita 1,5 W. Indicatore di modulazione. Contagiri incorporato.

Dimensioni 35,5 x 15,6 x 28,5

Prezzo L. 66.000



EL 3548 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico a 2 velocità a 4 piste, con possibilità di riproduzione di nastri stereofonici già incisi. Velocità 4,75 e 9,5 cm/s. Potenza d'uscita 2,2 W. Contagiri incorporato. Presa per secondo canale stereo. Indicatore di modulazione, multiplay.

Dimensioni 40 x 17 x 37

Prezzo L. 95.000



EL 3549 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico a 4 velocità a 4 piste, con possibilità di riproduzione di nastri stereofonici già incisi. Completamente transistorizzato. Velocità 2,4 - 4,75 - 9,5 19 cm/s. Potenza d'uscita 2,5 W. Arresto automatico. Contagiri incorporato. Indicatore di modulazione. Presa per secondo canale stereo.

Dimensioni 42 x 21 x 39

Prezzo L. 139.000





EL 3534 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico stereofonico a 4 velocità a doppia pista (usato monofonicamente 4 piste), completamente transistorizzato. Velocità 2,4 - 4,75 - 9,5 - 19 cm/s. 3 altoparlanti incorporati. Potenza d'uscita 2 x 3 W. Potenza assorbita 65 W. Arresto automatico. Contagiri incorporato. Regolatori separati e continui della profondità di modulazione, del volume, del tono e del bilanciamento con relativi controlli. Speciale dispositivo per comando a pedale.

Dimensioni 42 x 21 x 38

Prezzo L. 225.000



EL 3547 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico stereofonico a 2 velocità a doppia pista (usato monofonicamente a 4 piste), completamente transistorizzato. Velocità 4,75 - 9,5 cm/s. 2 altoparlanti. Potenza d'uscita 2 x 1 W. Arresto automatico. Contagiri incorporato. Regolatori separati e continui del volume, del tono e del bilanciamento. Indicatore di modulazione.

Dimensioni 39 x 18 x 32,5

Prezzo L. 149.000



EL 3586 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico transistorizzato, a batterie a doppia pista. Velocità 4,75 cm/s. Potenza d'uscita 500 mW. Gamma di frequenza 80 ÷ 8000 c/s. Regolatore di tono. Regolatore di volume. Indicatore della profondità di modulazione e dell'efficienza delle pile. 6 pile da 1,5 V.

Dimensioni 28 x 20 x 9,5

Prezzo L. 62.000



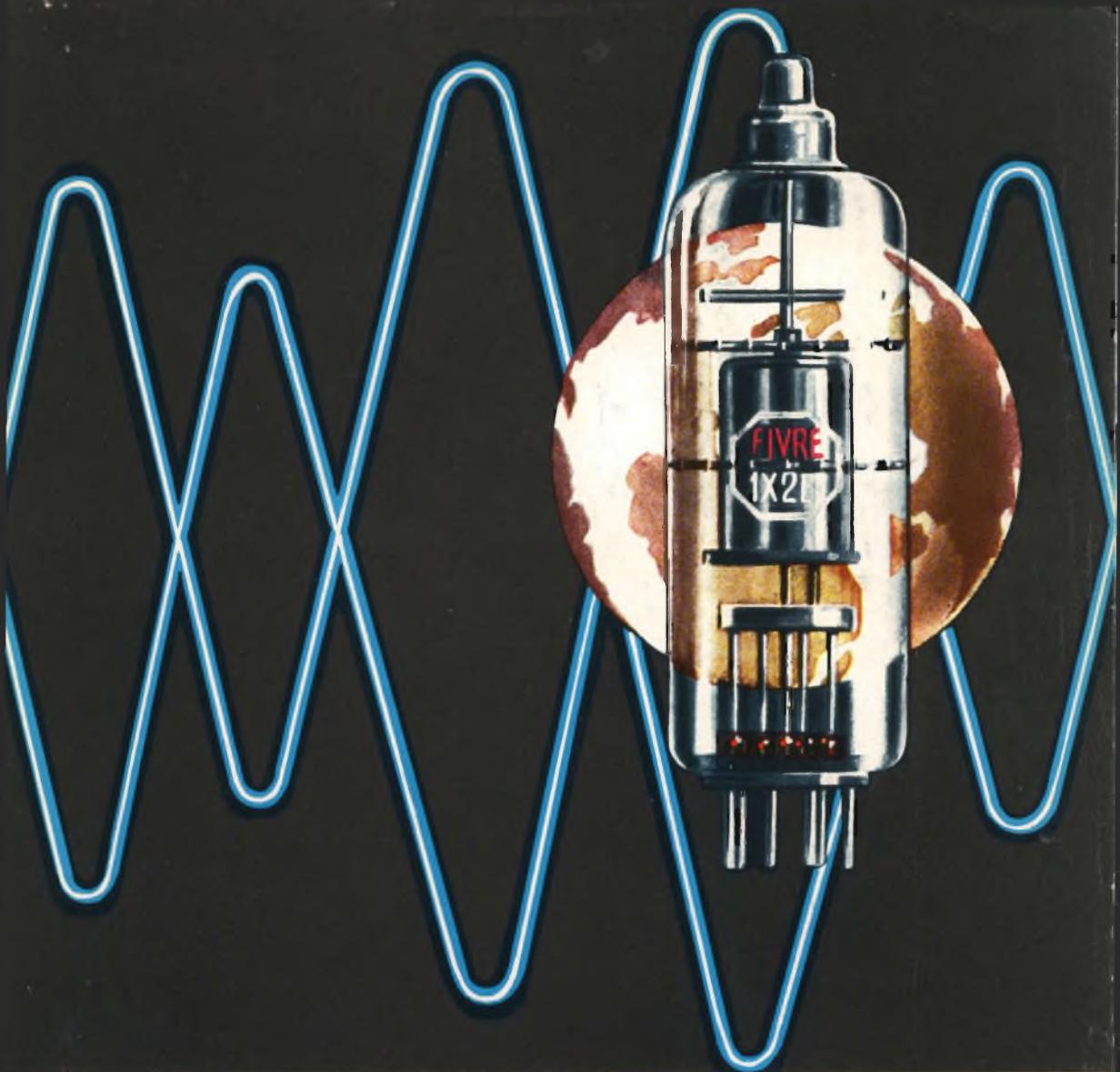
EL 3300 PHILIPS

REGISTRATORE magnetico portatile transistorizzato, a batteria, a doppia pista. Velocità 4,75 cm/s. Potenza d'uscita 250 mW. Gamma di frequenza 120 ÷ 6000 c/s. Indicatore della profondità di modulazione e dell'efficienza delle pile. Telecomando nel microfono. 5 pile da 1,5 V, completo di astuccio con tracolla.

Peso 1150 g.

Dimensioni 11,5 x 10,5 x 5,5

Prezzo L. 54.000



- 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

suoni e voci tornano a voi fedeli nel tempo

.....

nastri magnetici
Scotch
BRAND

Così fedeli, così vivi anche dopo anni, i suoni incisi sui nastri "Scotch". Eppure ci sono altri motivi per preferire i nastri "Scotch": ad esempio la lubrificazione al silicene che assicura la totale protezione della testina del registratore poiché ne evita l'usura, mantenendone inalterato il rendimento, ed elimina lo stridio; e inoltre la possibilità di scegliere fra numerosi tipi di "Scotch" un nastro per ogni esigenza. I nastri "Scotch" sono garantiti dal nome Minnesota, la marca dei famosi "Scotch" Video Tapes, che hanno risolto il problema della registrazione delle immagini, adottati dalla RAI-TV e dalle televisioni di tutto il mondo.

3M MINNESOTA

