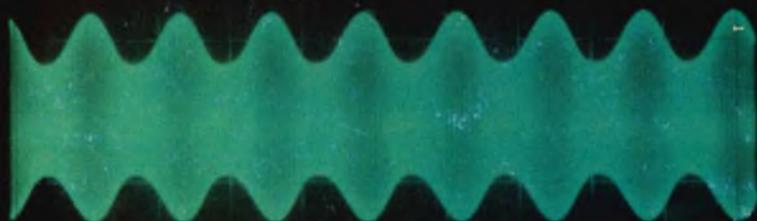


TYPE 543A OSCILLOSCOPE

3

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV



FOCUS

SCALE ILLUM.

2.8 5.6

f/1.4

179 47 05
FRI-X 1 38C

MAIN-UNIT VERTICAL-AMPLIFIER DISTIME .01 458C



ARGENTINA Pesos	125	FRANCIA Fr. Fr.	1.50	PARAGUAY Guay.	120
AUSTRALIA Sh.	12.10	GERMANIA D. M.	1.85	PERU Sol.	42.85
AUSTRIA Sc.	21.90	GIAPPONE Yen.	346.80	PORTOGALLO Esc.	27.20
BELGIO Fr. Dz.	48	INGHILTERRA Sh.	6.10	SPAGNA Ptas.	57.28
BRASILE Cr.	1.200	ISRAELE L. S.	3.00	SUD AFRICA R.	0.90
CANADA \$ Can.	0.20	JUGOSLAVIA Din.	2.55	SVIZZERA Fr. S.	4.15
CILE Esc.	1.25	LIBIA L. Lib.	0.245	TURCHIA L. T.	8.70
DARINMANCA Kr. D.	0.45	MAITA Sh.	6.10	TRINIDAD T.	10.85
EGITTO Lira.	0.428	NORVEGIA Kr. N.	6.00	UNITED STATES \$	1.00
ETIOPIA \$ Et.	2.25	OLANDA Flor.	3.50	VENEZUELA Bol.	5.00

N. 3 - MARZO 1965
 Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III
LIRE 350



ecco

PER VOI

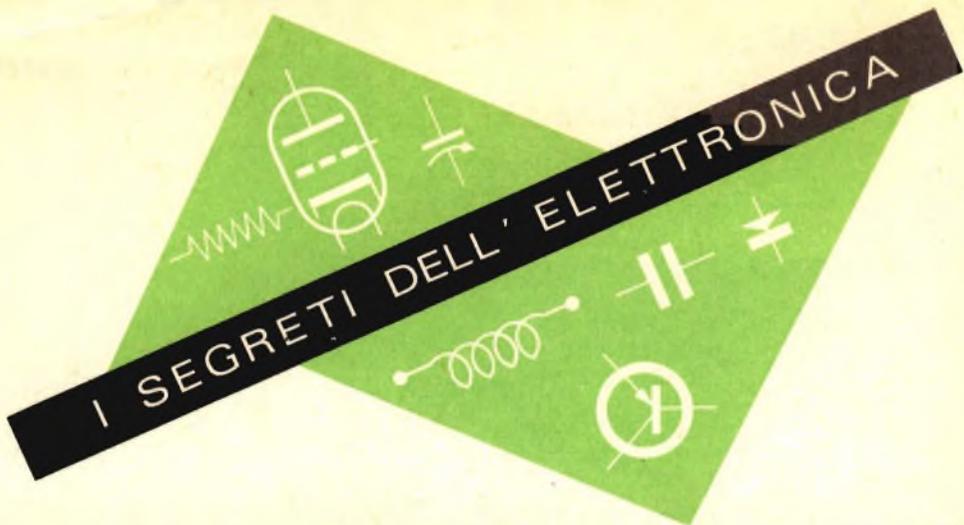
LA NUOVA
EDIZIONE
DELL' **ENCICLOPEDIA**
DEI COMPONENTI
ELETTRONICI

EDITA DALLA

G.B.C.
italiana

CON OLTRE 1000 PAGINE RICCAMENTE ILLUSTRATE

**FATE OGGI STESSO LA PRENOTAZIONE VERSANDO LIRE 3000
SUL C.C. POSTALE 3/47471 INTESTATO ALLA G.B.C. ITALIANA
VIALE MATTEOTTI, 66 - CINISELLO BALSAMO - MILANO**



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.

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

Spett. Radio scuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano

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

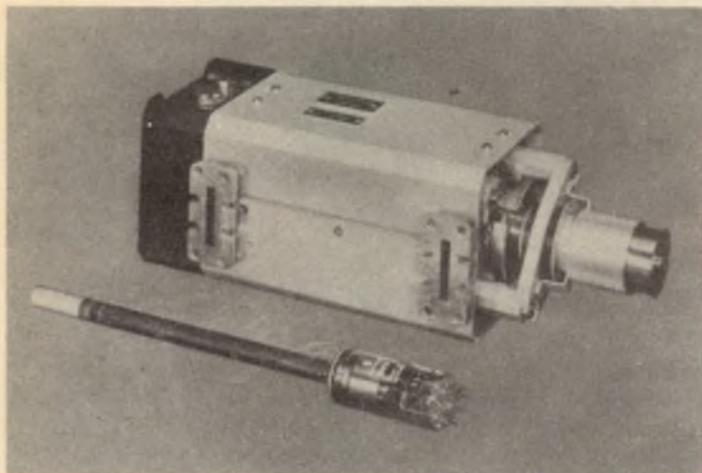
- Bollettino 01 per il corso per corrispondenza di radiotecnica
 Bollettino TLV per il corso per corrispondenza di televisione

Cognome Nome

Via N° Città (o paese)

Provincia di

G.B.C./10



Tubi di potenza Siemens ad onde progressive

per telecomunicazioni in MA,
MF e modulazione SSB

	Campo di frequenza GHz	Potenza di saturazione W	Potenza di uscita W	Amplifi- cazione dB	Tensione di elica V
RW 2	1.7 - 2.3	30	20	35	2000
RW 4	3.3 - 4.3	16	10	40	1750
RW 6	5.8 - 7.3	18	10	38	2400
fino a 10 W non è necessario il raffreddamento forzato					
YH 1020	0.45 - 0.9	300	200	30	2500
YH 1040	5.9 - 6.4	3000	2000	30	15000

* I focalizzatori sono a campo magnetico permanente periodico nello spazio. Si contraddistinguono specialmente per le loro piccole dimensioni ed il peso ridotto.

Dati Tecnici

Elevata linearità

Elevata potenza di saturazione

Basso fattore di rumore

Semplice sostituzione della valvola

Grazie al « collettore depresso » non è necessario un raffreddamento ad aria forzata fino ad una potenza di uscita di 10 W.

Flange e guide d'onda secondo le norme internazionali.

SIEMENS & HALSKEAG - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia:

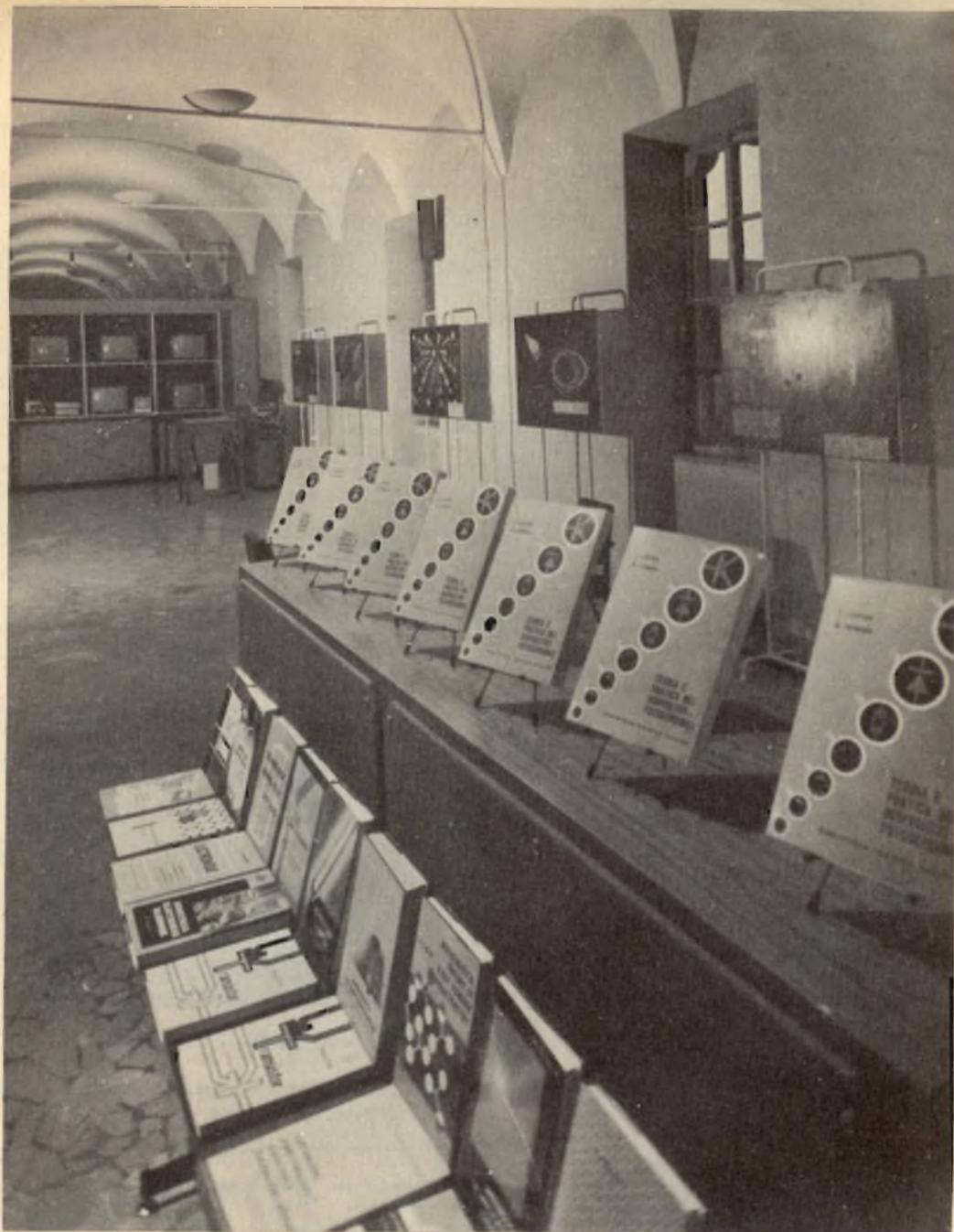
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

COPERTINA L'oscilloscopio

- 292 Sussidi didattici per l'insegnamento dell'elettronica
- 299 Generatore di barre per TV
- 307 Televisore portatile da 19" - II parte
- 319 Amplificatore di antenna per la banda III TV
- 323 Colorimetria
- 329 Millivoltmetro a transistori per tensioni BF 10 mV \pm 300 V
- 333 Testine di registrazione
- 339 Rassegna delle riviste estere
- 345 Antenne trasmettenti
- 351 Notizie tecniche dal mondo
- 353 Il diodo a cristallo (continuazione)
- 357 Ottica elettronica
- 367 Amplificazione di corrente e di tensione
- 372 Dati tecnici dei transistori (continuazione)
- 377 I lettori ci scrivono
- 387 L'elettronica illustrata
- 395 Servizio Radio TV
- 401 Le valvole termoioniche - IV parte
- 410 L'importanza della presa di terra
- 415 AM-FM Tuner UL 40

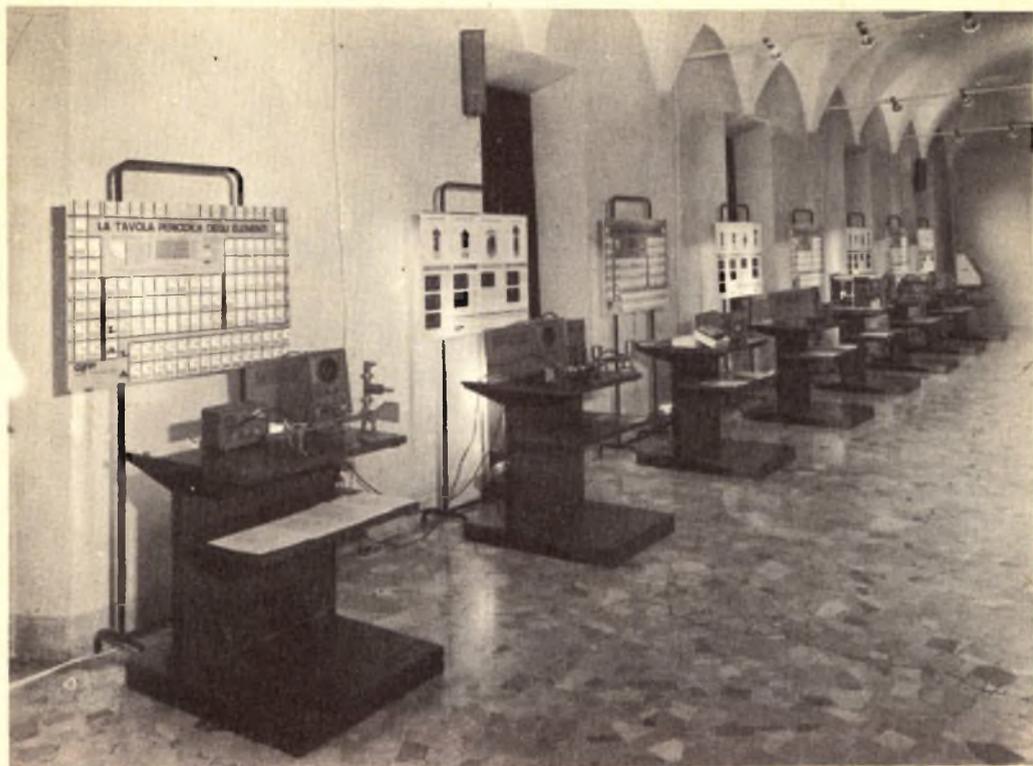
© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati sono riservati a termine di Legge.

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Telefono n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty, n. 4 - Milano - Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: CARIM - C.so Sempione, 85 - Milano - Concessionario esclus. per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.



Uno scorcio della mostra « Sussidi didattici Philips » dove si può osservare in primo piano una esposizione di alcuni volumi della biblioteca tecnica Philips; i libri sono in edizione italiana, inglese, francese e tedesca. Lungo la parete sono visibili alcune riproduzioni ingrandite a colori tratte dalla serie di diapositive didattiche Philips. Sul fondo si intravedono alcuni televisori impiegati nelle dimostrazioni di televisione a circuito chiuso ad uso di Scuole ed Istituti superiori.

SUSSIDI DIDATTICI PER L'INSEGNAMENTO DELL'ELETTRONICA



Nella suggestiva cornice della Sala delle Colonne posta fra i due bellissimi chiostri che formano il nucleo centrale del cinquecentesco monastero di S. Vittore ora sede del Museo della Scienza e della Tecnica, si è tenuta nei giorni 5-15 novembre 1964 la Mostra Sussidi Didattici PHILIPS.

La mostra è stata allestita a cura del Centro Informazioni Tecniche PHILIPS allo scopo di far conoscere agli insegnanti degli Istituti Professionali e Industriali degli Istituti Linguistici, dei Licei e delle Facoltà Scientifiche l'intera gamma dei Sussidi Didattici che la Philips mette a disposizione delle Scuole.

Alla manifestazione inaugurata dal Vice Sindaco On. Luigi Meda ha arriso un successo quanto mai lusinghiero dato che gli Insegnanti e i Presidi invitati a visitare la Mostra, consci dell'importanza che possono avere nell'argomento moderno i Sussidi

Didattici, hanno aderito all'invito loro rivolto accorrendo numerosi con colleghi e scolaresche a visitare diversi settori della Mostra e ad assistere alle proiezioni di cortometraggi e di diapositive a colori.

Oltre ad alcuni esempi di apparecchiature per la sonorizzazione e l'illuminazione di complessi scolastici, che tanto possono contribuire alla funzionalità degli stessi, nella prima parte della Sala delle Colonne era stata allestita una ricca esposizione dei volumi e pubblicazioni periodiche facenti parte della « Biblioteca Tecnica Philips, e di riproduzioni ingrandite di alcune diapositive scelte fra le più significative delle varie serie.

Un altro settore della Mostra era dedicato ai Laboratori Linguistici, apparecchiature particolarmente studiate per facilitare l'apprendimento delle lingue straniere il cui impiego va diffondendosi anche in Ita-



Fig. 1 - Uno scorcio del settore trainer. Al centro un trainer a 4 pannelli sul quale è stato realizzato un trasmettitore per O.C. L'oscilloscopio, il signal tracer e il generatore di BF disposti sopra l'alimentatore a carrello permettono di eseguire parecchi interessanti rilievi sul funzionamento del circuito. Più a destra un trainer a 10 pannelli, nel quale i 5 pannelli superiori realizzano una radio AM a transistori mentre quelli inferiori si riferiscono, da sinistra a destra ad un multivibratore asimmetrico, ad un oscillatore a sfasamento a RC, ad un amplificatore di bassa frequenza con controlli di tono, ad un invertitore di fase e ad uno stadio finale in controfase.

lia dopo l'enorme successo che ha incontrato nelle principali Nazioni.

Sia i banchi-allievo, sia il tavolo di controllo ad uso dell'insegnante sono dotati di speciali magnetofoni a 4 piste che sono quanto di più progredito offre la tecnica in questo particolare campo di applicazione e che permettono all'allievo e all'insegnante di eseguire con facilità tutte le manipolazioni che l'impiego dei L. L. prevede.

Il settore dedicato alla TV a circuito chiuso ad uso delle Scuole forniva alcuni convincenti esempi di come la televisione possa essere utilmente impiegata per permettere di seguire in ambienti diversi lo stesso insegnante, o per rendere più evi-

identi gli aspetti più salienti di un esperimento o di una dimostrazione pratica. La telecamera impiegata in questi esempi, di dimensioni ridotte e completamente transistorizzata, era accoppiata ad un proiettore di diapositive, ad un proiettore cinematografico, ad un lettore elettronico o ad una lavagna elettronica; quest'ultima costituita essenzialmente da una lastra di cristallo sulla quale l'insegnante scrive con una matita grossa col risultato che i suoi segni sono riprodotti su tutti gli schermi del circuito di televisione.

Una particolarità notevole di queste telecamere è il fatto di avere l'uscita sia a video frequenza che a radiofrequenza per

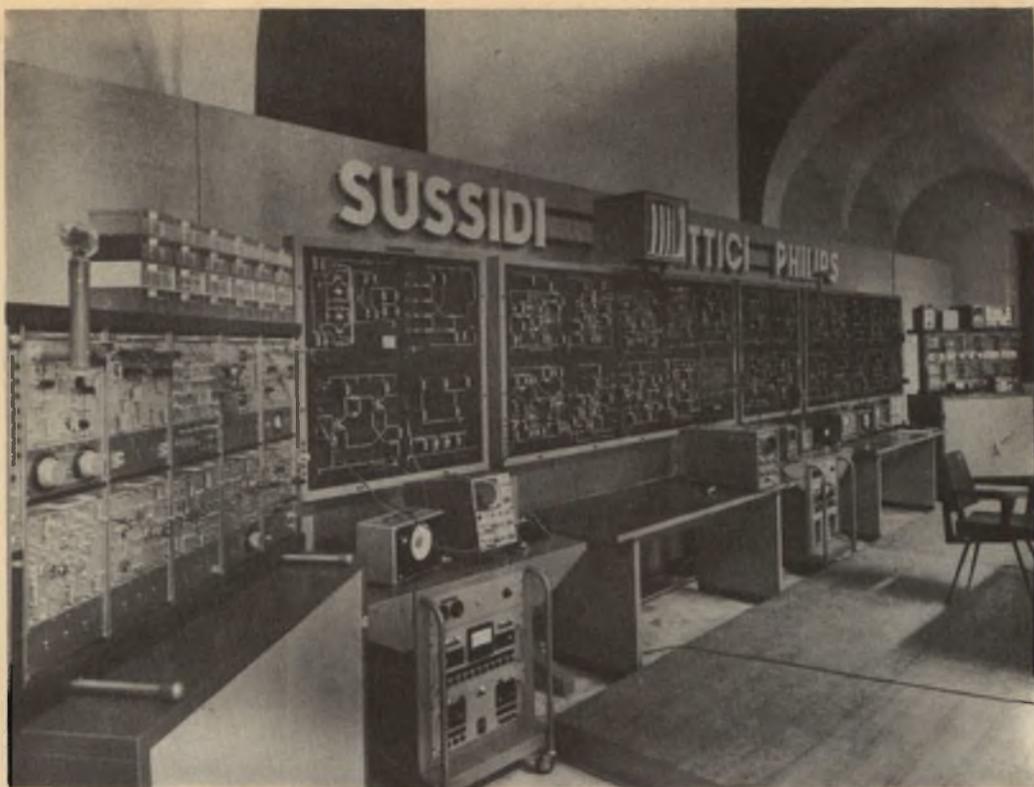


Fig. 2 - Uno scorcio panoramico del trainer elettronici Philips. Partendo da sinistra si può osservare uno Student Trainer a 10 pannelli, un Master trainer a 4 pannelli, sul quale in basso a sinistra è inserito un pannello con il circuito di un trigger di Schmitt. L'oscilloscopio a doppio raggio, parzialmente transistorizzato, e il generatore sinusoidale appoggiati sull'alimentatore a carrello consentono di mostrarne il funzionamento.

cui possono essere impiegate in unione a dei monitori o a dei normali televisori.

Un nuovissimo registratore a nastro di segnale video ed audio, il cui costo è particolarmente interessante permette di registrare per una durata di 45 minuti le immagini e le parole relativi ad una delle diverse applicazioni della TV a circuito chiuso di cui si è accennato più sopra e consente, come è facilmente intuibile, di ampliare le già vaste possibilità che già offre un impianto di questo tipo.

Il settore centrale della mostra era invece dedicato ai sussidi didattici ad uso particolarmente degli Istituti Professionali o Industriali, ad indirizzo elettrotecnico o

elettronico. Esso era costituito da una ampia esposizione dei nuovissimi « trainer elettronici » ai quali facevano corona alcuni esempi di strumenti di misura di largo impiego in scuole di questo tipo. I trainer nella versione « master » che è prevista per essere utilizzata principalmente dall'insegnante, si possono paragonare a delle lavagne, composte da un certo numero di pannelli, sulle quali l'insegnante dopo aver inserito i pannelli opportuni può « disegnare » il circuito impiegando i componenti in dotazione al trainer stesso. Alla fine della sua esposizione avrà ottenuto un circuito chiaramente visibile da tutta la scolaresca con la particolarità che



Fig. 3 - Il sig. Abussi del Reparto Propaganda e collaboratore della nostra Rivista illustra agli Insegnanti e agli allievi in visita alla Mostra le finalità che la manifestazione si prefigge e presenta i diversi tipi di sussidi didattici Philips che sono esposti in sala. Alle spalle dell'oratore è chiaramente visibile il trainer per televisione, presentato per la prima volta in Italia. Si noti il pannello in basso a destra che genera tutti i segnali necessari al funzionamento e alle prove rendendo l'unità autosufficiente. Un oscilloscopio a larga banda permette l'osservazione delle forme d'onda.

essendo esso perfettamente funzionante, gli permetterà di eseguire tutte quelle dimostrazioni relative al funzionamento del circuito stesso.

I trainer nella versione « student » sono previsti per essere impiegati principalmente dagli allievi e permettono di realizzare su dei pannelli di dimensioni ridotte tutti i circuiti che sono ottenibili coi Master Trainer.

A dimostrare alcune delle numerosissime disposizioni circuitali realizzabili con i trainer elettronici PHILIPS, erano stati « disegnati » i circuiti di un ricevitore supereterodina per OM a valvole, di un altro a transistori, di un trasmettitore per OC e perfino quelli relativi ad un televisore.

Gli strumenti inseriti nei punti principali davano un esempio delle misure che si possono realizzare con l'impiego di queste apparecchiature.

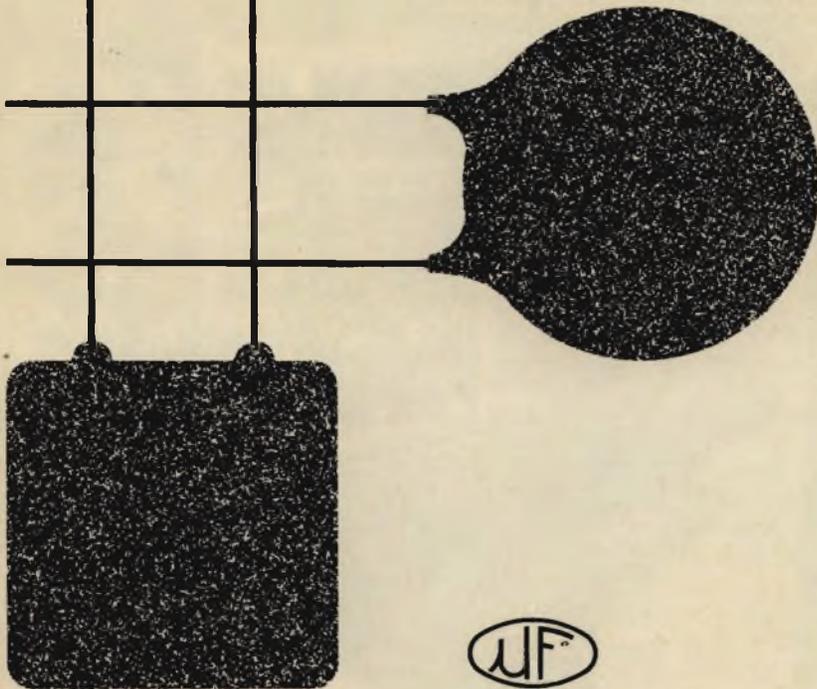
Comunque oltre agli strumenti impiegati nelle dimostrazioni pratiche di funzionamento gli strumenti elettronici erano degnamente rappresentati da una vasta esposizione di oscilloscopi per bassa e alta frequenza ad uno o a due raggi, da generatori di segnali per allineamento di apparecchi radio e televisivi, da generatori di onde sinusoidali, di onde quadre, od impulsi, da voltmetri a valvola per tensioni continue o alternate a bassa o alta frequenza, da provatransistori e analizzatori portatili ed infine da un banco didattico

MICROFARAD

stabilità
robustezza
minimo ingombro

condensatori ceramici

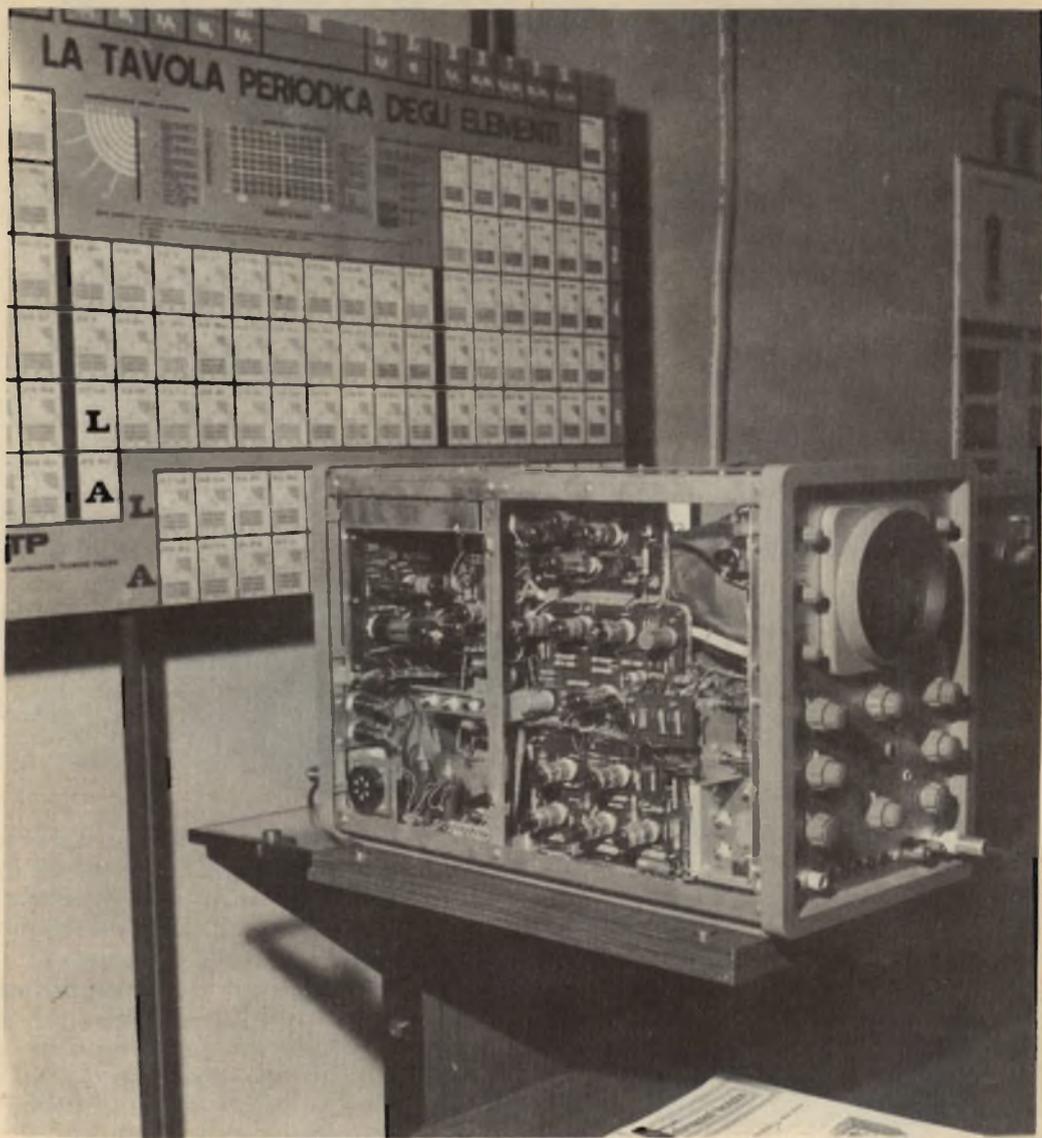
da 1 pF a 100.000 pF
da 30 Volt a 6.000 Volt



a microonde (sui 3 cm) costituito da una parte trasmittente e da una ricevente che, data la grande duttilità, permette di eseguire diverse manipolazioni e misure nella tecnica di queste frequenze.

Completavano la Mostra alcuni manifesti riportanti la tavola periodica degli elementi, la costituzione dei principali tubi elettronici e alcuni modelli ingranditi di valvole.

G. Abussi



In primo piano si può osservare una vista laterale con il pannello di protezione asportato dell'oscilloscopio ad alta frequenza ad ingresso differenziale tipo GM 5603. Questo strumento è particolarmente adatto all'osservazione di fenomeni impulsivi molto brevi e anche sporadici. L'amplificatore verticale ha una gamma di frequenza che va dalla continua ai 14 MHz con un tempo di salita di 25 ns. Sullo sfondo si vede uno dei cartelloni riproducenti la tavola periodica degli elementi.

GENERATORE TV DI BARRE

Si descrive un generatore di barre per TV, di una semplicità estrema. Può essere realizzato addirittura in formato tascabile dato che può essere alimentato con una comune batteria da 4,5 V. Produce alternativamente un certo numero di barre orizzontali e verticali che possono eventualmente modulare una portante ed entrare quindi nel televisore dai morsetti di antenna.

Le ore in cui viene trasmesso il monoscopio sono molto limitate. D'altra parte è fuori discussione l'utilità del monoscopio sia per il controllo della linearità e dell'ampiezza verticale e orizzontale sia per il controllo dell'efficienza del canale video.

Per controllare un radiorecettore basta disporre di un generatore che produca sia tutta la gamma dei segnali ricevibili in antenna sia il segnale corrispondente alla frequenza intermedia. Nel caso si volesse controllare anche la sezione b.f. basta modulare la portante emessa dal generatore con le frequenze standard di 400, 800, 1000 e 1500 Hz. L'ampiezza di modulazione deve essere del 30%.

Se si applica un siffatto segnale (naturalmente con frequenza compresa dentro la banda del canale) ad un televisore cosa si vedrà? Delle strisce sfumate dal ne-

ro al bianco disposte in senso orizzontale. Se togliamo la modulazione e lasciamo solo la portante vedremo solo più o meno oscurarsi lo schermo a seconda dell'intensità del segnale.

Se invece mettiamo via l'oscillatore e lasciamo collegata l'antenna all'ingresso del televisore cosa vedremo? Innanzitutto l'« effetto neve » sullo schermo del cine-scopio, prodotto dall'amplificazione da parte dell'amplificatore della frequenza intermedia del rumore generato dall'antenna e dal selettore di canali.

Inoltre, potremo vedere anche i disturbi esterni captati dall'antenna sotto forma di strisce punteggiate veloci che percorrono lo schermo in senso orizzontale. In questo caso, gli oscillatori di riga e di quadro oscillano liberamente ma possono essere sincronizzati in qualche modo da questi

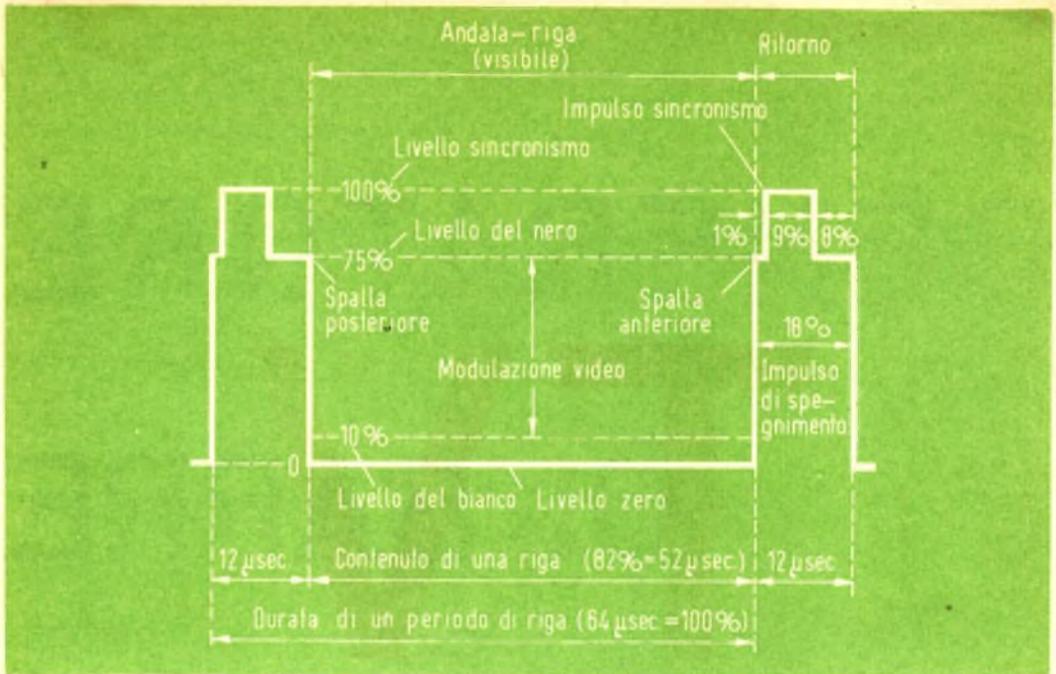


Fig. 1 - Segnale video non modulato corrispondente alla durata di una riga (CCIR)

disturbi. Ciò è rivelato dall'accorciamento del lato inferiore o superiore del « raster » che si verifica nell'istante stesso in cui appare il disturbo sullo schermo. È interessante osservare i lati dello schermo in presenza di disturbi: data la loro irregolarità si possono vedere « gruppi di righe » che si spostano senza nessuna regolarità. Molte volte persino il rumore prodotto nel televisore produce questo effetto. Appliciamo all'ingresso del televisore un segnale non modulato. Lo schermo, come abbiamo detto, diventa scuro, dato che questo segnale non modulato, diventa al rivelatore del ricevitore una tensione continua che viene amplificata dall'amplificatore video e quindi è in grado di variare la differenza di tensione tra catodo e griglia del cinescopio, (ecco, il colore grigio).

Entra in funzione anche il circuito del controllo automatico del guadagno (C.A.G.), che riduce l'amplificazione dell'amplificatore della frequenza intermedia. I disturbi e l'effetto neve spariscono.

Conclusione

Con un segnale RF non modulato il tecnico può controllare, l'efficienza, del selettore, dell'amplificatore della frequenza intermedia, del rivelatore dell'amplificatore video, del cinescopio e in parte anche del canale audio.

Non solo, « dosando » opportunamente il segnale RF d'ingresso può riscontrare in particolare il funzionamento del C.A.G.

I generatori normali per il controllo dei radioricevitori arrivano in genere fino a 30 MHz.

Bisogna allora sfruttare le armoniche di queste basse frequenze. E allora ci troviamo di fronte al curioso fatto che, essendo più ricchi di armoniche i generatori economici, essi si prestano di più a fare questo controllo, dei « signori » generatori di segnali capaci di fornire onde sinusoidali pure e quindi con basso contenuto di armoniche. Se questo segnale RF viene modulato con un segnale b.f. vedremo apparire sullo schermo le note strisce che non

essendo prodotte da onde quadre, non sono adatte a controllare i circuiti di sincronismi i quali ricevono normalmente dalle stazioni impulsi rettangolari.

Il generatore di monoscopio

In fig. 1 riportiamo il segnale video non modulato corrispondente alla durata di una riga. Ben pochi tecnici possono disporre di apparecchiature che possono produrre tali segnali normalizzati. Se poi si desidera inserire in questi segnali un contenuto video, le cose si complicano ancora di più.

In pratica quindi è necessario venire ad un compromesso, e cioè disporre di segnali che non hanno l'impulso di sincronismo normalizzato, ma capaci di fornire l'impulso di spegnimento di riga e di quadro che funzioni contemporaneamente anche come segnale di sincronismo rispettivamente di riga e di quadro. Il « video » è formato da alcune barre più o meno serrate che possono apparire o verticalmente o orizzontalmente sullo schermo del cinescopio.

Questo segnale non è in grado di fornire le « mezze tinte », e di dare indicazioni riguardo alla banda passante del televisore, con esso però si possono controllare l'efficienza di circuiti di sincronizzazione, la linearità e l'ampiezza verticale e orizzontale.

Il nostro generatore di barre

Con esso non si possono produrre contemporaneamente barre verticali e orizzontali. Le stesse barre che servono « come segnale video » funzionano anche da impulso di quadro e di riga. Questo segnale può essere usato direttamente oppure può modulare una portante RF che può essere scelta a piacere nella banda della frequenza intermedia, in quella di un canale VHF o in quella di un canale UHF. Impiegando i transistori, il consumo di un siffatto generatore si riduce addirittura ad alcuni milliwatt, per non parlare della completa indipendenza dalla rete luce che fa di questo piccolo generatore uno strumento di estrema utilità per il tecnico.

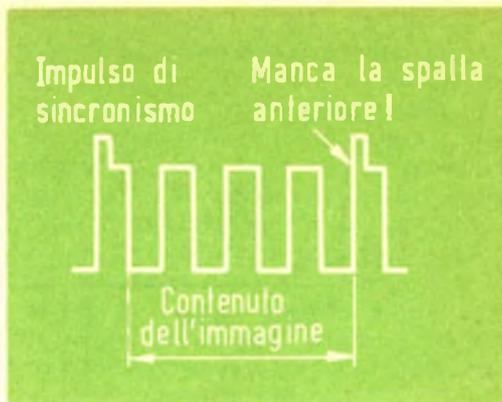


Fig. 2 - Segnale corrispondente alla durata di una riga prodotta dal generatore (è presente l'impulso di sincronismo).

Il suo progetto

Sappiamo che il fascetto di elettroni del cinescopio descrive un campo (mezza immagine) in $1/50$ di secondo.

Un « segnale video » formato da un'onda rettangolare con frequenza di 50 Hz, produce mezzo quadro bianco e mezzo quadro nero. Se noi portiamo le frequenze dell'onda rettangolare al valore di 200 Hz avremo quattro strisce nere e quattro strisce bianche: una striscia nera ogni 50 Hz per cui per avere 10 strisce nere la frequenza dell'onda rettangolare dovrà essere di 500 Hz. La reale frequenza di quest'onda è ancora maggiore dato che al-



Fig. 3 - Segnale corrispondente alla durata di una riga (manca l'impulso di sincronismo).

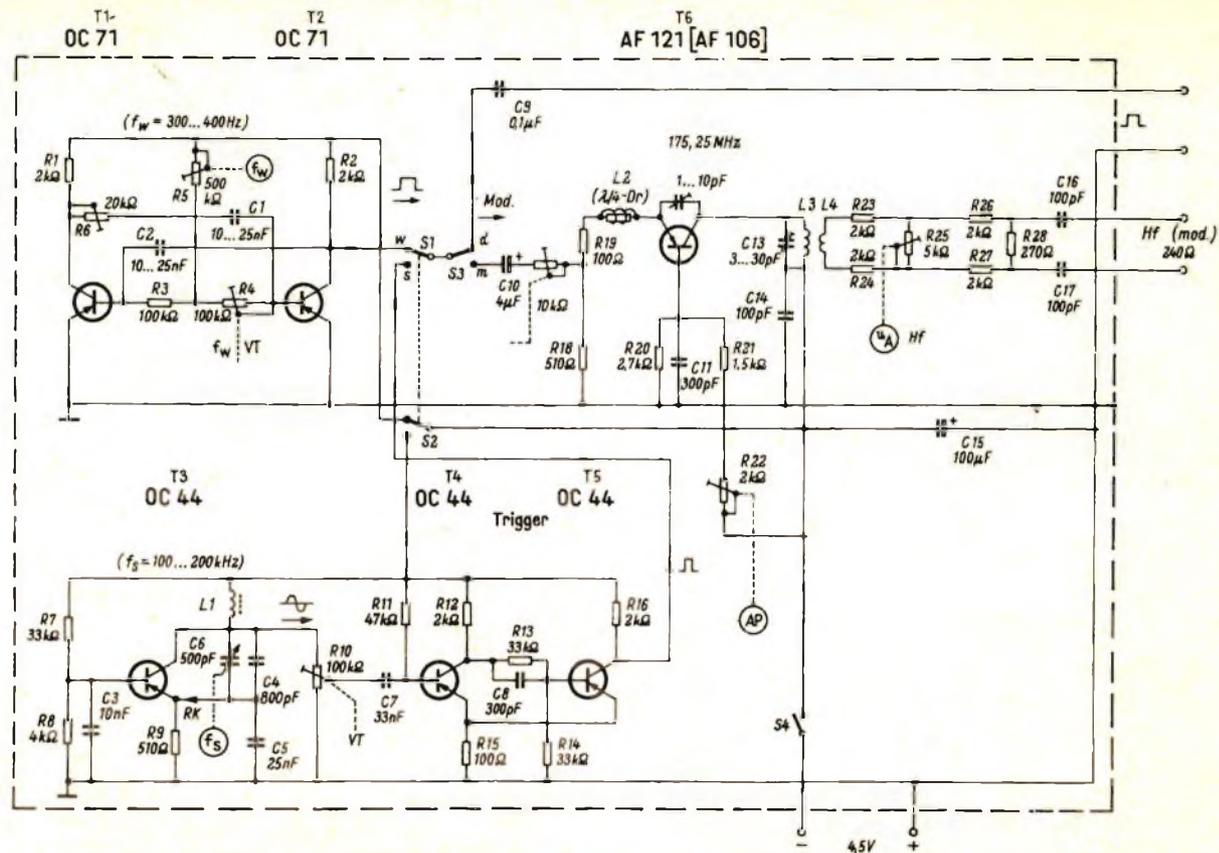


Fig. 4 - Schema elettrico del generatore di barre. - T₁ e T₂ = multivibratore per le barre orizzontali. T₃ = oscillatore sinusoidale. T₄ e T₅ = trigger comandato dall'oscillatore sinusoidale. R₂₅ = attenuatore. VT = servono per la regolazione dello « spessore » delle barre. R₄ = regolazione fine. R₃ = regolazione del segnale rettangolare.

COMPONENTI

T ₁ , T ₂	: OC71 o OC32, TF65 e altri tipi
T ₃ , T ₄ , T ₅	: OC71 o OC32, TF65 o simili
T ₆	: AF106, AF114, AF118, AF121
L ₁	: bobina RF per onde lunghe
L ₂	: bobina $\lambda/4$ (vedi testo)
L ₃ , L ₄	: autoconstruite (vedi testo)
R ₅	: potenziometro 500 k Ω (lineare, min. 200 k Ω)
R ₆	: potenziometro trimmer (lineare, max 25 k Ω)
R ₁₀	: potenziometro trimmer (lineare 50 \div 100 k Ω)
R ₁₇	: potenziometro trimmer (lineare o logaritmico max 10 k Ω)
R ₂₂	: potenziometro trimmer (lin. 2 k Ω)
R ₂₅	: potenziometro (lineare, per alta frequenza 5 \div 10 k Ω)

Tutte le resistenze sono da 1/10 fino ad 1/4 W.

C ₆	: condensatore variabile, trolitul (350 \div 500 pF)
C ₁₃	: trimmer (max 30 pF) oppure condensatore variabile per FM
C _{1, 2, 3, 5, 7, 8, 9}	: condensatori ceramici o a carta (25 \div 125 VL)
C _{4, 11, 12, 14, 16, 17}	: condensatori ceramici di qualità per RF
C ₁₀ , C ₁₅	: condensatori elettrolitici (25 \div 70 VL)

cune strisce « si perdono » nel tempo di ritorno del quadro.

Il multivibratore è un oscillatore ideale per produrre una siffatta onda rettangolare, che nel nostro caso è meglio che sia asimmetrica perchè riesce meglio a pilotare l'oscillatore di quadro.

Via via che aumentiamo la frequenza del segnale rettangolare le barre orizzontali diventano più numerose: alla frequenza di 20 kHz (50 μ sec) comparirà una sola barra verticale rispettivamente bianca e nera. Per avere cinque barre nere la frequenza dovrà essere 100 kHz (in realtà questa frequenza darebbe sei barre nere, una si « perde » nel ritorno).

Per produrre un'onda rettangolare con frequenza così elevata (50 \div 150 kHz) non si può impiegare un multivibratore il cui funzionamento a quella frequenza diventerebbe molto critico.

Questa difficoltà è stata sormontata impiegando un oscillatore sinusoidale che

pilota un trigger; questo circuito è un multivibratore monostabile molto parente del noto trigger di Schmitt; lavora secondo il principio di un multivibratore instabile e cioè: quando la tensione applicata al suo ingresso ha raggiunto un certo valore esso « scatta » da una condizione di **stabilità** in una condizione di **labilità**. Appena viene tolta la tensione d'ingresso il circuito **ritorna** sulla sua primitiva condizione di **stabilità**. In questo modo, da una tensione sinusoidale si riesce ad ottenere una tensione rettangolare. Il grado di asimmetria di questa tensione rettangolare dipende dall'intensità del segnale sinusoidale applicato all'ingresso.

Descrizione del circuito

Il multivibratore che produce le barre orizzontali, è del tutto convenzionale (T₁, T₂). Siccome i resistori simmetrici sono di uguale valore, le costanti di tempo vengono stabilite dai condensatori di accoppiamento C₁, C₂. Il resistore variabile R₅ serve per la regolazione continua della frequenza delle barre. I resistori R₃ e R₄ possono essere sostituiti (di solito, uno dei due) con potenziometri trimmer; ciò consente di ottenere una regolazione fine sia della frequenza sia della larghezza delle barre. Con questa regolazione si possono compensare anche le tolleranze delle caratteristiche dei transistori che influiscono in particolare sulla forma delle barre; in casi estremi si possono intercambiare i transistori.

Per migliorare la forma dell'onda che tende a peggiorare via via che aumenta il valore di R₅, si può mettere in serie al condensatore C₁ un resistore (R₆) il cui valore può arrivare fino a 20 k Ω ; il valore esatto va ricercato sperimentalmente.

Come transistori (T₁, T₂) possono essere impiegati quelli normali per bassa frequenza; non sono necessari quelli per alta frequenza.

Per la produzione delle barre verticali viene usato un oscillatore sinusoidale (T₃) seguito da un « trigger pilotato » (multivibratore monostabile T₄, T₅). Il transistoro T₃ (per alta frequenza per es. OC 44) lavora in un circuito oscillatore molto semplice con base comune. L₁ è l'induttanza del circuito.

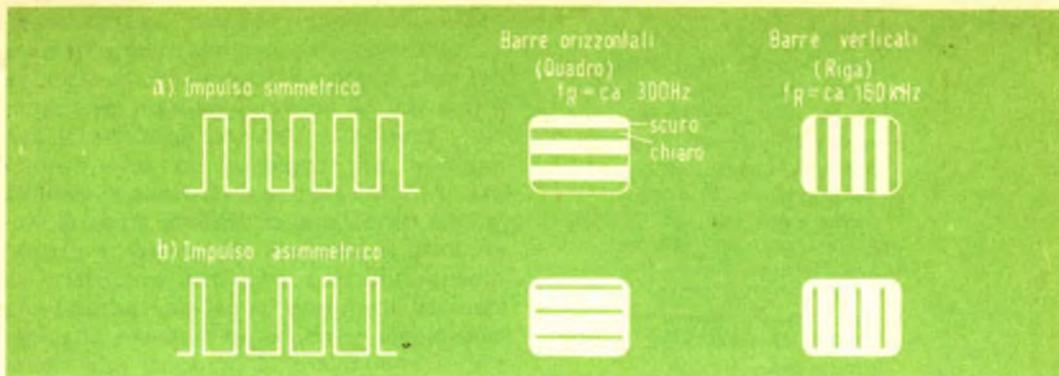


Fig. 5 - a) L'impulso simmetrico produce barre nere e bianche uguali; perché compaiano 3 barre nere orizzontali esso deve avere una frequenza di circa 300 Hz; per avere quattro barre verticali deve avere invece una frequenza di circa 150 kHz.
 b) L'impulso asimmetrico di uguale frequenza produce invece barre bianche più strette di quelle nere o viceversa.

Può servire molto opportunamente una bobina di accordo di R.F. delle onde lunghe di un vecchio ricevitore. Si usi una bobina possibilmente munita di nucleo poliferro. (valore più elevato di L).

I condensatori C4, C5 e C6 formano la capacità parallela dell'induttanza L1 e producono, in un circuito Colpitts, la tensione di reazione non sfasata per l'emettitore di T3. C₆ è un condensatore variabile a carta e serve per la regolazione delle frequenze delle barre verticali. La frequenza dell'oscillatore è inferiore a 100 kHz. Il potenziometro R₁₀ serve per prelevare una frazione di tensione dall'uscita dell'oscillatore sinusoidale e ad applicarla alla base del primo transistor trigger (T4, OC 44). In questo modo si può variare entro un campo abbastanza vasto, la larghezza delle barre nere verticali (onde rettangolari).

Non è assolutamente necessario impiegare tra l'oscillatore e il trigger uno stadio pilota come di solito si usa nei circuiti per applicazioni industriali. Il rischio di caricare eccessivamente l'uscita dell'oscillatore da parte del circuito d'ingresso del trigger non si corre dato l'elevato valore della frazione di resistenza della parte superiore del potenziometro.

Se l'oscillazione dovesse disinnescarsi molto facilmente, converrà abbassare il valore di C₅. Anche variando opportunamen-

te il resistore R9 si possono creare le migliori condizioni di oscillazione, (ciò dipende però dalle caratteristiche del transistor).

Il dimensionamento del circuito trigger (T4, T5) è stato accuratamente studiato per questo impiego.

Il condensatore C₆ serve a compensare la capacità d'ingresso del transistor T5. Variando la sua capacità si può variare la forma d'onda della tensione di uscita del trigger. T4 e T5 devono essere transistori per alta frequenza (es. OC 44); solo così si possono ottenere impulsi squadrati.

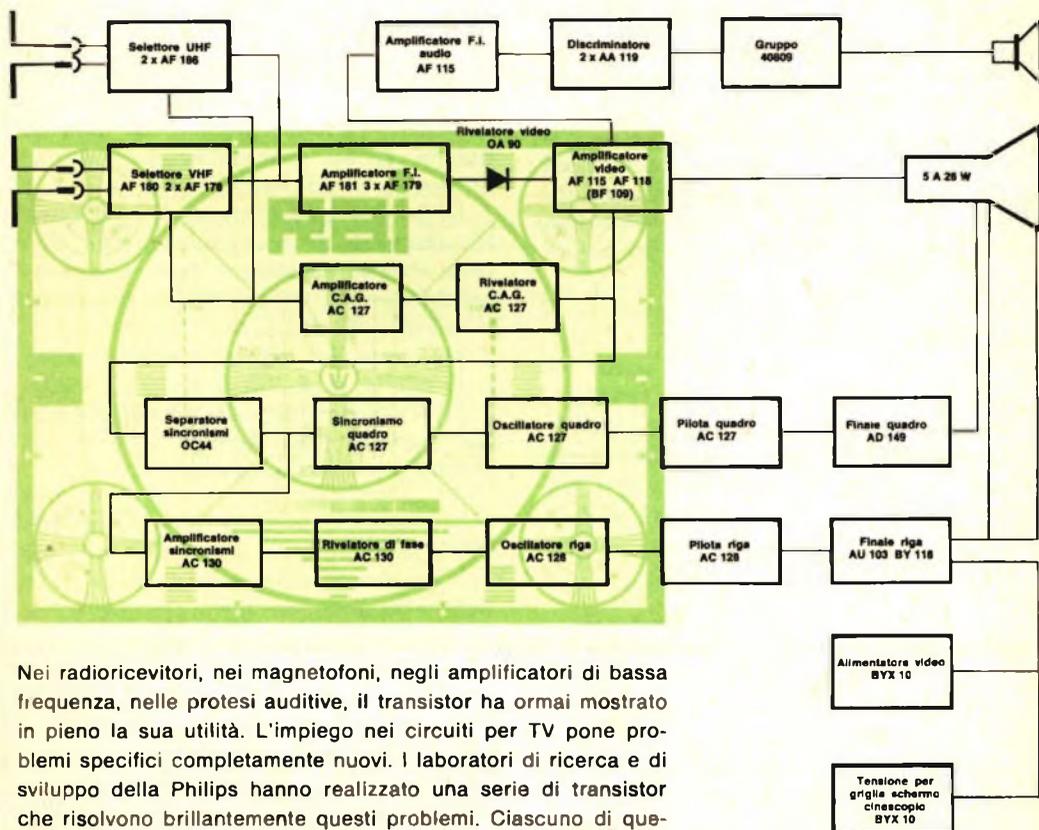
Si tenga presente che effettuando un accoppiamento capacitivo (C > 100 pF) tra ingresso e uscita del trigger si può ottenere un dimezzamento della frequenza e allora il circuito lavora come un circuito multivibratore bistabile.

Entrambi i generatori di barre ricevono la loro tensione di alimentazione attraverso il commutatore S2. Accoppiato a questo commutatore si trova un secondo commutatore che a sua volta trasferisce i segnali rettangolari ad un terzo commutatore S3 mediante il quale tali segnali possono essere trasferiti o così come sono all'esterno oppure possono essere applicati all'ingresso del generatore BF di cui essi modulano il segnale.

L'oscillatore RF (T6) oscilla in un normale

TVISTOR PHILIPS

TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI



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

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



circuito con base comune a reazione capacitiva. Il resistore variabile R_{22} serve per regolare il punto di lavoro del transistor oscillatore. Ciò serve anche alla « colorazione » delle barre (barre nere strette, barre bianche larghe).

Siccome l'oscillatore viene modulato al 100% succede che durante metà onda rettangolare cessa di oscillare per ritornare ad oscillare durante l'altra rimanente semionda rettangolare.

L'induttanza L_2 è un'induttanza di blocco in $\lambda/4$, che viene normalmente usata nei circuiti oscillatori. È formata da filo isolato lungo $\lambda/4$ del diametro di 0,2 mm, avvolto su un resistore da 0,5 W.

Questa induttanza (L_2) non deve avere un valore maggiore di quello prescritto. Il valore della capacità inserita tra emettitore e collettore deve essere accuratamente stabilita. Un valore inesatto (per esempio troppo grande) può produrre oscillazioni spurie oppure una inesatta alternanza tra barre bianche e nere. Il condensatore C_{14} serve a riportare a massa le oscillazioni R.F.

Il resistore R_{19} smorza l'induttanza L_2 e impedisce che, qualora questa induttanza sia mal dimensionata, essa possa influenzare in presenza dei segnali rettangolari, il funzionamento dell'oscillatore RF. Il potenziometro trimmer da 10 k Ω serve allo stesso scopo e in più consente di « dosare » opportunamente la potenza di modulazione.

Se si assegna alla capacità C_{10} un valore troppo basso si corre il pericolo di inclinare il « tetto » dell'impulso con frequenza bassa.

Il dimensionamento del circuito risonante ($L_3 - C_{13}$) dipende in gran parte dal valore della portante prescelta. Nel nostro caso si sceglie la frequenza portante video del canale 5 (175,25 MHz).

Pertanto, per l'induttanza L_3 si scelse un supporto con diametro di 7 mm sul quale vennero avvolte $2\frac{1}{2}$ spire di filo di rame argentato da 1 mm di diametro. La distanza tra spira e spira deve essere più volte il diametro del filo stesso. La capacità in parallelo dell'induttanza è formata da un condensatore trimmer (C_{13}) con valore da 3 fino a 30 pF.

Nel caso si volesse avere una portante video dei canali della banda I sarebbe necessario triplicare il numero di spire della bobina L_3 ed eventualmente munirla di un nucleo di poliferro per RF.

La bobina L_4 è formata da una spira di filo normale da collegamenti disposta vicino al lato « freddo » della bobina L_3 . I resistori da R_{23} a R_{28} servono per attenuare il segnale RF di uscita.

Tra tutte le regolazioni sono esterne solo quelle di R_5 , C_6 e R_{25} (C_{13}). Tutte le altre regolazioni sono effettuate attraverso fori praticati nella scatola e nei quali si può inserire un cacciavite.

A. Marucci

(da « Funkschau »)

LIBRI RICEVUTI

La « Edizioni Tecniche Internazionali » - Milano, Via Abruzzi 56 - ha di recente postò in vendita la traduzione italiana del libro di Edward Bukstein

ELETRONICA INDUSTRIALE tecniche di misura e di comando - L. 2.600

Si tratta di una rassegna completa delle apparecchiature adottate nei moderni impianti industriali per i controlli e le regolazioni di motori, saldatori, circuiti d'illuminazione, ecc.

Il volume di 236 pagine formato: cm 15 x 21, ricco di illustrazioni e figure può essere richiesto nelle migliori librerie o direttamente all'Editore.

TELEVISORE
PORTATILE 19"

ALIMENTAZIONE IN C.C. O C.A.

Il Parte - L'AMPLIFICATORE VIDEO

In precedenza abbiamo sommariamente descritto il selettore UHF, quello VHF e l'amplificatore della frequenza intermedia (F.I.) di questo ricevitore da 19" completamente transistorizzato. In questo numero ci occuperemo dell'amplificatore video, trattando in particolare lo stadio finale video, lo stadio preamplificatore, le condizioni di lavoro in c.c., il circuito di griglia del cinescopio e il dispositivo per limitare la corrente del fascetto del cinescopio.

Per poter impiegare il transistoro al silicio BF109 (Tr_{11}) e porre la regolazione del contrasto ad un livello di tensione elevata è della massima importanza mantenere più basso possibile il valore della « capacità di carico ». Per ottenere ciò è necessario porre la massima attenzione nella « disposizione » del cablaggio ed in particolare al montaggio del potenziometro per la regolazione del contrasto. Si tenga presente che nonostante la « capacità di carico » sia abbastanza elevata (circa 16 pF), si è impiegata **solo** una bobinetta di compensazione (peaking coil) per ottenere la banda passante di 4,6 MHz.

L'inserimento della regolazione del contrasto su di un punto ad alto livello di tensione offre i seguenti vantaggi:

a) Il circuito per la separazione dei segnali di sincronismo risulta considerevolmente amplificato data la **costante** ampiezza che detti segnali posseggono sul collettore del transistoro finale video.

b) L'ampiezza del segnale audio inter-carrier (5,5 MHz) presente sul rivelatore video non viene influenzata dalla regolazione del contrasto.

c) Il campo di regolazione del guadagno sia dell'amplificatore F.I. sia del selettore risulta più limitato.

d) Il « livello del nero » può essere mantenuto costante più facilmente.

In fig. 5 è riportato lo schema elettrico dello stadio finale video con inclusa la regolazione del contrasto per un costante valore del livello del nero; quest'ultimo è ottenuto collegando il lato « freddo » del potenziometro del contrasto R_{39} al punto di unione dei resistori R_{41} e R_{42} attraverso il resistore R_{40} . Durante la trasmissione del livello del nero, la tensione continua presente su questo punto di unione dei due resistori risulta uguale alla tensione presente sul collettore del transistoro finale Tr_{11} . Le varie posizioni che può assumere il potenziometro per la regolazione del

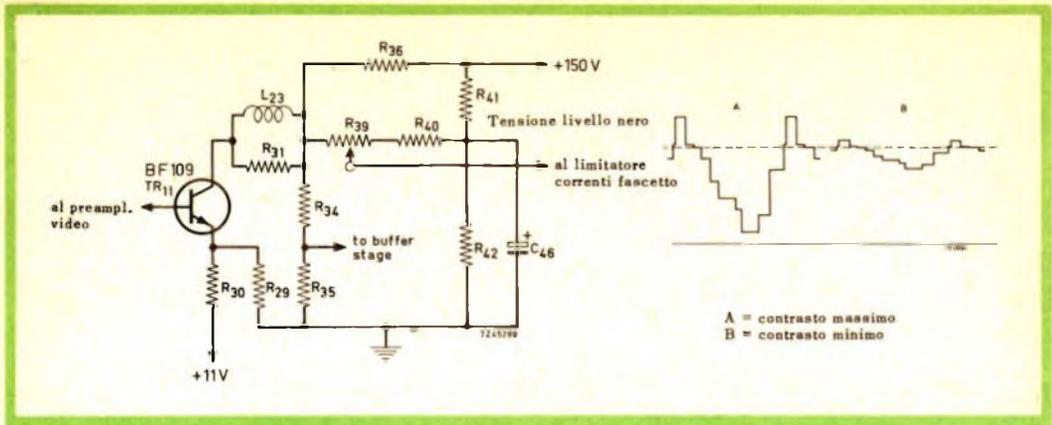


Fig. 5 - Schema elettrico dello stadio finale video. La linea tratteggiata indica il « livello del nero ».

contrasto non influiscono sulla larghezza di banda dell'amplificatore (vedi fig. 6).

Stadio preamplificatore video

Dato il valore abbastanza elevato (circa 100 pF) della capacità d'ingresso (capacità di Miller) dello stadio finale video, un collegamento **diretto** di quest'ultimo circuito al rivelatore video ne ridurrebbe la banda passante a valori assolutamente inaccettabili. Pertanto, per ridurre l'influenza di questa capacità sulla risposta in frequenza del rivelatore video si è inserito uno stadio preamplificatore video equipaggiato con il transistor AF127 (Tr₁₀), montato in un circuito con collettore comune. La bassa impedenza di uscita di Tr₁₀ assicura inoltre una buona linearità dello stadio finale video, il quale deve considerarsi un « amplificatore di tensione ».

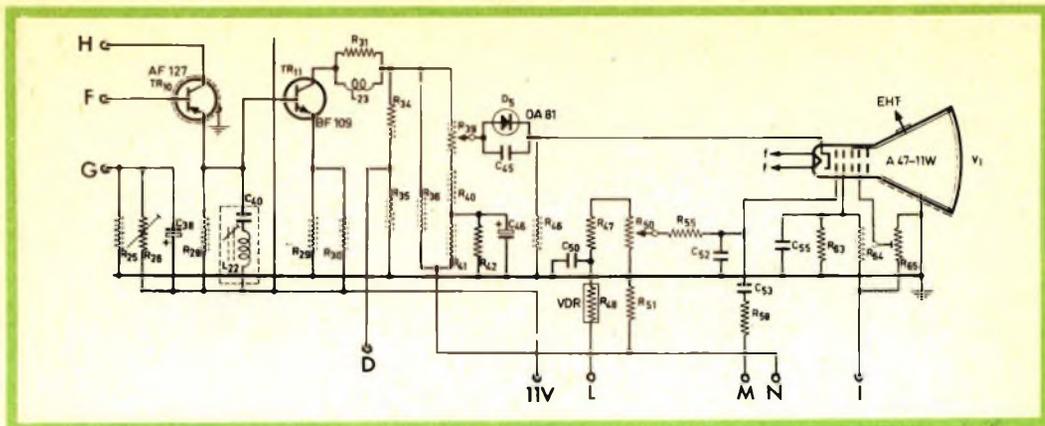
Ma il transistor Tr₁₀ funziona anche da 1° amplificatore del segnale audio intercarrier (5,5 MHz); per ottenere un alto valore di amplificazione di questo segnale viene inserito in parallelo al resistore di emettitore (R₂₈) di questo stadio un circuito « trappola » formato da C₄₀ e L₂₂ (collegati in serie) e accordato alla frequenza di 5,5 MHz; tale circuito rimuove contemporaneamente il segnale audio intercarrier (5,5 MHz) dall'ingresso dell'amplificatore video.

Condizioni di lavoro in c.c.

L'impiego di un transistor di uscita del tipo n-p-n per pilotare « di catodo » il cinescopio richiede una messa a punto dell'amplificatore per la condizione di assenza di segnale all'ingresso.

Dall'osservazione della forma d'onda riportata in fig. 7, si deduce che il transistor di uscita (Tr₁₁) si trova a dover lavorare vicino al ginocchio della curva quando il segnale d'ingresso è zero (picco bianco); in conseguenza di ciò è necessario che lo stadio finale abbia una polarizzazione « diretta ». Ciò si ottiene collegando l'emettitore di Tr₁₁ ad un partitore di tensione (R₂₉, R₃₀). La corrente di base del transistor finale viene limitata dal resistore R₂₈. Il valore del resistore R₂₈ è scelto, a sua volta, in modo che la corrente che circola in esso sia superiore al valore massimo richiesto dalla corrente di base del transistor finale. La corrente in eccesso (circa 1,5 mA) passa attraverso il transistor pilota (Tr₁₀), il quale pertanto sarà sempre in conduzione anche in condizione di segnale zero. A questo scopo anche il transistor pilota ha una polarizzazione « diretta » (R₂₅, R₂₆). In pratica, la corrente di riposo dello stadio finale viene regolata mediante il resistore variabile R₂₆.

La reazione, prodotta nello stadio finale dai resistori di emettitore (R₂₉, R₃₀) non by-



Schema elettrico dello stadio preamplificatore e finale video del televisore portatile da 19"

COMPONENTI

Resistori

R ₂₅	=	5,6 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₂₆	=	4,7 kΩ, (potenziometro trimmer)
R ₂₈	=	1 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₂₉	=	180 Ω, 1/4 W ± 10%
R ₃₀	=	220 Ω, 1/4 W ± 10%
R ₃₁	=	68 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₃₄	=	39 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₃₅	=	2,2 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₃₆	=	5,6 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₃₉	=	10 kΩ, (potenziometro trimmer)
R ₄₀	=	3,9 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₄₁	=	10 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₄₂	=	22 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₁₆	=	150 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₁₇	=	150 kΩ, 1/4 W ± 10%

R₁₈ = varistor

R ₅₀	=	100 kΩ, (potenziometro trimmer)
R ₅₁	=	180 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₅₅	=	1 MΩ, 1/4 W ± 10%
R ₅₈	=	47 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₆₃	=	4,7 MΩ, 1/4 W ± 10%
R ₆₄	=	220 kΩ, 1/4 W ± 10%
R ₆₅	=	1 MΩ, (potenziometro trimmer)

Condensatori

C ₃₈	=	125 μF, elettrolitico 16 V -10/+50%
C ₄₀	=	47 pF, ceramico 30 V ± 2%
C ₄₅	=	1 μF, poliestere 250 V ± 10%
C ₄₆	=	8 μF, elettrolitico 250 V -10/+30%
C ₅₀	=	470 pF, ceramico 500 V ± 10%
C ₅₂	=	150 pF, ceramico 500 V ± 10%
C ₅₃	=	1 nF, ceramico 500 V -20/+50%
C ₅₅	=	470 nF, a carta 700 V ± 10%

passati rende questo stadio più lineare a condizione però che la tensione di collettore non « entri » nella regione del ginocchio della curva.

Per impedire un'eccessiva « compressione » del picco bianco del segnale sul collettore del transistor finale (Tr₁₁) è necessario che questo transistor non venga fatto lavorare con una tensione collettore-emettitore inferiore a circa 15 V. Per eliminare l'influenza delle tolleranze in meno o in più dei componenti, questa tensione può essere regolata mediante il resistore variabile R₂₆.

Questo stadio finale video, così dimensionato, possiede una stabilità termica eccellente dato che:

a) la corrente di dispersione (I_{CB0}) del transistor finale al silicio è bassa;

b) lo stadio preamplificatore ha sempre una certa conduttività, e pertanto offre una « via d'uscita » a bassa impedenza alla corrente di dispersione (I_{CB0});

c) la corrente di dispersione (I_{CB0}) tende sempre a « portare in conduzione » lo stadio preamplificatore.

Il circuito di griglia del cinescopio

Il circuito di griglia del cinescopio comprende il potenziometro per la regolazione della luminosità (R₃₀) ed una « rete » (C₅₂, C₅₃, R₅₈) che « forma » l'impulso per lo spegnimento del ritorno di quadro; tale

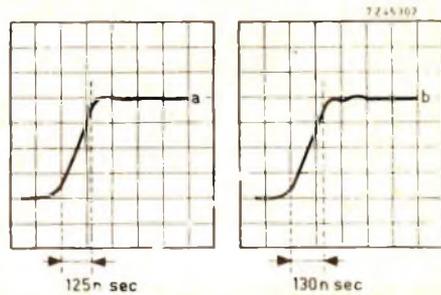
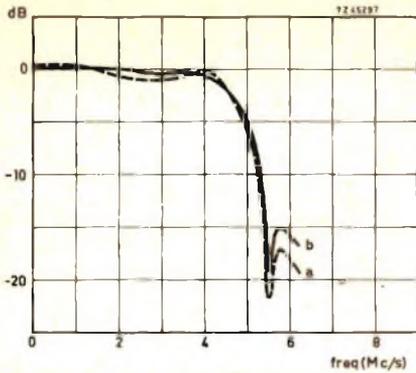


Fig. 6 - Curva di risposta in frequenza¹⁾ e curva di risposta al transitorio²⁾ dello stadio finale video. a) con il contrasto al massimo; b) con il contrasto al minimo.

Nota 1) La curva di risposta in frequenza viene ricavata applicando il segnale di uscita del generatore GM2653 agli estremi del rivelatore video attraverso un condensatore di accoppiamento di 720 nF in serie con una rete RC formata da un resistore da 5,6 k Ω con in parallelo un condensatore da 2,7 pF; durante questa misura il rivelatore video è scollegato.

Nota 2) Questa curva viene ottenuta applicando all'uscita del rivelatore video attraverso un condensatore di accoppiamento di 100 nF un segnale ad onda quadrata, ottenuto dal generatore GM2324; durante questa misura il rivelatore video è scollegato. Il tempo di salita del generatore GM2324 è 70 nsec., questo tempo deve essere sottratto da quello indicato nelle curve indicate.

impulso viene prelevato dallo stadio finale di quadro.

Il potenziometro per il controllo della luminosità è collegato al +150 V attraverso R₅₁ e ad una sorgente di tensione di -50 V attraverso R₄₇; in questo modo il « campo di regolazione » viene ristretto entro limiti accettabili. Quest'ultima tensione (-50 V) è ottenuta dal raddrizzamento degli impulsi negativi di ritorno di riga prelevati attraverso il varistore R₄₈ dall'avvolgimento per l'alimentazione dello stadio finale video presente sul trasformatore di riga.

Si è preferito impiegare per il raddrizzamento dell'impulso un varistore anziché un diodo in quanto il primo può essere anche impiegato per impedire la « bruciatura » dello schermo del cinescopio in seguito al bombardamento del fascetto di elettroni dopo che il ricevitore è stato spento.

Infatti, dopo che il televisore è stato

spento, la tensione negativa agli estremi di C₅₀ diminuisce rapidamente a causa della breve costante di tempo di C₅₀ - R₄₇ - R₅₀ - R₅₁ e il condensatore C₅₀ risulta caricato dalla tensione video positiva che decresce solo a poco a poco. Di conseguenza, la polarizzazione negativa del cinescopio viene a ridursi considerevolmente negli istanti che si succedono dopo che il televisore è spento (fig. 8), e di conseguenza, la capacità dell'anodo del cinescopio si scaricherà molto rapidamente a causa dell'elevato valore della corrente del fascetto.

Ma anche la tensione all'anodo acceleratore scenderà rapidamente ad un valore per il quale il punto luminoso si estinguerà. Quando il condensatore C₅₀ viene caricato al valore di tensione di alimentazione dell'amplificatore video, il varistore dopo che gli impulsi di riga sono spariti offre un'impedenza elevata. Se invece si impiegasse un diodo, questi dovrebbe essere polarizzato in senso diretto e in questo caso si

C.I.S.E.M. S.p.A.



QUARZI

Tipo Q VETRIX

CARATTERISTICHE TECNOLOGICHE

Taglio cristallo quarzo: AT.
Chiusura in vuoto
Contenitore in vetro tipo HC-27/U

CARATTERISTICHE TECNICHE

Campo Frequenze Nominale in MHz	2 ÷ 2,5	15 ÷ 75	60 ÷ 125
Oscillazione	Fondament.	3° Armon.	5° Armon.

Risonanza in serie o in parallelo con carico di cap. da specificarsi.

Campo di temperatura di lavoro (°C) $-20^{\circ} \div +70^{\circ}$

Tolleranza totale sulla frequenza nominale nel campo di temperatura di lavoro, comprensiva della deriva termica, tolleranza di taratura e tolleranza per invecchiamento

$$\frac{\text{HZ}}{\text{MHZ}} \pm 15$$

Attività in funzione dei valori di Resistenza Equivalente (ohm)

Al disotto di ~ il 50% rispetto ai valori di resistenza equivalente stabilite a norme MIL - C (3098 C)

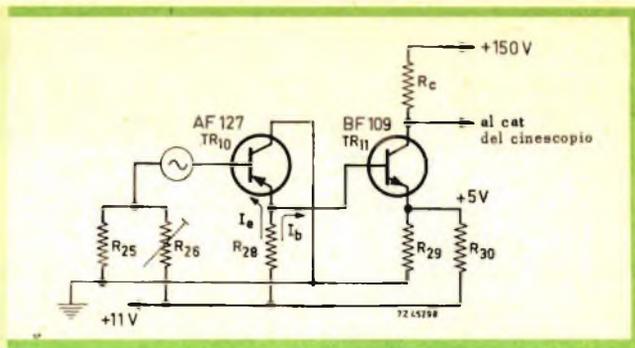
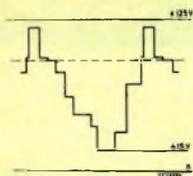


Fig. 7 - Schema elettrico semplificato dello stadio finale video.

avrebbe una caduta di tensione agli estremi del potenziometro della luminosità; in quest'ultima condizione succederebbe che la corrente del fascetto al momento dello spegnimento del ricevitore verrebbe a dipendere dalla particolare posizione del potenziometro della luminosità; ora ciò potrebbe causare la bruciatura dello schermo del cinescopio, specialmente nel caso in cui il potenziometro fosse regolato per un basso valore di luminosità. L'impiego del varistore evita completamente questo inconveniente.

Circuito per la limitazione della corrente del fascetto

Quando la tensione di uscita dello stadio preamplificatore video è praticamente zero, per esempio in assenza di trasmissione, il transistor finale video è in condizione di massima conduzione. Conseguenza: la tensione sul collettore di questo transi-

store (Tr_{11}) diventa estremamente bassa, e ciò provoca una corrente del fascetto del cinescopio estremamente elevata.

La corrente del fascetto di un cinescopio da 19" può in questo caso raggiungere il valore di 1,5 mA a seconda della posizione in cui si trova il potenziometro della luminosità (R_{50}). In conseguenza di ciò anche la corrente di picco del transistor finale di riga può darsi che superi il valore massimo consentito, dato che in genere, lo stadio finale di riga viene dimensionato per sopportare un carico medio di EAT di soli 0,5 mA al massimo. Si sono pertanto dovute prendere delle particolari precauzioni nello stadio finale video tendenti a limitare 0,5 mA il valore medio della corrente del fascetto del cinescopio.

A questo fine, viene impiegato il diodo OA81 (D_5) come indicato nello schema di fig. 9.

Quando il diodo D_5 non conduce, il resistore R_{46} fornisce al catodo del cinescopio una tensione continua di reazione notevole. Il valore del resistore R_{46} è stato scelto in modo che, quando il transistor finale video lavora in prossimità del « ginocchio della curva » e quando il potenziometro della luminosità si trova al massimo, la corrente del fascetto sia limitata al valore di 0,5 mA. Per impedire che il diodo (D_5) « tagli » il segnale video in condizioni normali di funzionamento, gli viene posto in parallelo il condensatore C_{45} .

L. C.

(Da "Application Information Philips" N. 231)

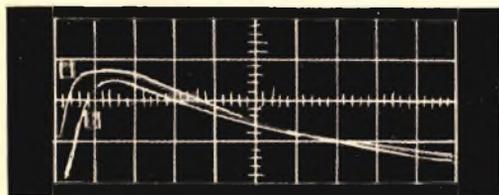


Fig. 8 - Funzionamento del circuito di protezione contro eventuali bruciature dello schermo del cinescopio. a) tensione al catodo del cinescopio; b) tensione di griglia del cinescopio. Asse verticale = 25 V/div.; asse orizzontale = 50 msec/div.

AMPLIFICATORI DI ANTENNA PER LA BANDA III TV

a cura dell'ing. W. B. Rosink

Si descrivono due amplificatori a transistori per impianti centralizzati di antenna TV. Entrambi possono lavorare nei canali 8, 9 e 10 della banda III che, come si sa, occupa la gamma di frequenze compresa tra 195 MHz e 216 MHz.

Il primo amplificatore è formato da due stadi equipaggiati con i transistori AFZ 12; fornisce un guadagno di 32 dB per una banda di frequenze che a -3 dB è 22 MHz. Su un carico di 75 Ω produce una tensione di uscita di 140 mV con una trasmodulazione inferiore all'1%.

Il secondo amplificatore ha in più uno stadio finale equipaggiato con il transistor AFY 19 mediante il quale la potenza di uscita disponibile viene portata a 286 mV con meno dell'1% di trasmodulazione. Ciò consente di portare il guadagno a 37 dB per una banda di frequenze che a -3 dB è 28 MHz.

Questi amplificatori sono stati progettati per essere collegati a cavi coassiali con impedenza caratteristica di 75 Ω . L'alimentazione è di 12 Vc.c.

Si forniscono inoltre misure riguardanti alcune caratteristiche particolari di questi due amplificatori come la cifra di rumore, la trasmodulazione, l'intermodulazione, l'adattamento del circuito d'ingresso. Questi amplificatori possono lavorare egregiamente nel campo di temperature compreso tra -30 °C e $+60$ °C.

Il numero sempre crescente di televisori in servizio va polarizzando sempre più l'attenzione del tecnico sugli amplificatori adatti per impianti centralizzati di antenna. I pregi di siffatti amplificatori dovrebbero essere la sicurezza di funzionamento e la lunga durata nonostante essi siano continuamente in funzione.

L'attuale disponibilità di transistori funzionanti egregiamente alle frequenze elevate ne ha suggerito l'impiego in siffatti amplificatori. Dato il loro basso consumo, l'alimentatore può essere estremamente semplice per cui il tutto (alimentatore - amplificatore) può assumere dimensioni molto più ridotte delle analoghe unità equipaggiate con valvole.

La bontà di un amplificatore di antenna non dipende tanto dall'amplificazione che esso può dare del segnale e dell'ampiezza della banda dei segnali amplificati, quanto dai valori di intermodulazione e di trasmodulazione dato che questi due ultimi valori danno un'idea circa il comportamento dell'amplificatore in presenza di segnali interferenti.

Questi due amplificatori sono stati progettati per avere una banda passante molto

ampia. Con la tensione di uscita al valore massimo si è potuto valutare una « distanza di intermodulazione » di $50 \div 60$ dB; è molto difficile fare delle misure esatte in questo campo. Ad ogni modo, una « distanza di intermodulazione » di 52 dB corrisponde teoricamente ad un fattore di trasmodulazione dell'1% e quest'ultimo valore viene considerato la migliore condizione.

Facendo il rapporto L/C più basso, l'amplificatore può essere però adatto ad amplificare anche un solo canale. La tensione di uscita di un siffatto amplificatore è data ad una distanza di intermodulazione di $26 \div 32$ dB; questa misura è stata fatta per il secondo amplificatore. Per il primo amplificatore la tensione di uscita è circa la metà di quella del secondo.

La cifra di rumore va tenuta più bassa possibile; ciò può essere ottenuto polarizzando opportunamente lo stadio di ingresso. Oltre a ciò, per evitare eventuali riflessioni, bisognerà fare in modo che i circuiti d'ingresso e di uscita degli amplificatori siano adattati più che si può all'impedenza dei relativi cavi d'antenna.

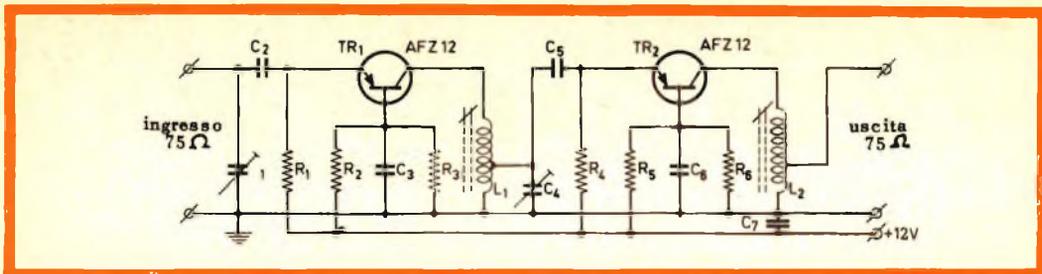


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore d'antenna a due stadi (195 ÷ 216 MHz).

COMPONENTI

Resistori (a carbone, 1/8 W, $\pm 10\%$ salvo diversamente specificato)

- $R_1 = 680 \Omega$
- $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 680 \Omega$
- $R_5 = 3,9 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$

Condensatori

- $C_1 = 25 \text{ pF}$, trimmer concentrico ad aria, 300 V, C 005 AA/25E (Philips)

- $C_2 = 56 \text{ pF}$, ceramico $\pm 5\%$
- $C_3 = 33 \text{ pF}$, ceramico $\pm 5\%$
- $C_4 = 25 \text{ pF}$, trimmer concentrico ad aria, come C_1
- $C_5 = 56 \text{ pF}$, ceramico $\pm 5\%$
- $C_6 = 33 \text{ pF}$, ceramico $\pm 5\%$
- $C_7 = 100 \text{ pF}$, ceramico $\pm 5\%$

Induttanze

- $L_1 = 11$ spire, Cu smaltato, 1 mm \varnothing , avvolte su supporto di 7 mm \varnothing con nucleo di rame; presa alla 4,5 spira da terra.
- $L_2 = 11,5$ spire, Cu smaltato, 1 mm \varnothing , avvolte su supporto di 7 mm \varnothing con nucleo di rame; presa alla 4 spira da terra.

Amplificatore a due stadi equipaggiato con i transistori AFZ 12

I due transistori sono montati in un circuito con base comune; in questo modo si realizza il massimo di amplificazione del segnale e si può fare a meno dei circuiti di neutralizzazione. Per i due transistori si è scelto un valore identico del punto di lavoro, e cioè, hanno entrambi una corrente di collettore di 4 mA con tensione collettore-base di 9 V. Con un

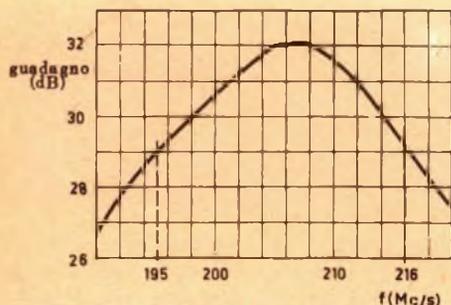


Fig. 2 - Curva passa-banda dell'amplificatore a due stadi.

resistore di emettitore e un partitore nel circuito di base si provvede a stabilizzare i due stadi contro le variazioni della temperatura. La tensione di alimentazione è 12 V. Lo schema elettrico si può vedere in fig. 1. L'impedenza d'ingresso del primo stadio viene adattata all'impedenza del cavo di antenna (75Ω) sintonizzando la componente induttiva mediante C_1 . L'impedenza di uscita viene regolata per il massimo guadagno dello stadio mediante opportuna presa sulla bobinetta L_2 .

Per avere la desiderata larghezza di banda di 21 MHz si è dovuto tenere più bassa possibile la capacità dei circuiti accordati; questa capacità è formata dalla capacità di uscita dei transistori (C_{ob}) e da quella distribuita nella bobinetta e nel cablaggio.

In particolare, la capacità di uscita del transistor AFZ 12, in corrispondenza del punto normale di lavoro ha il valore di 2 pF. Il migliore adattamento tra i due stadi si ottiene effettuando la presa su

L_1 per il massimo guadagno. Il compensatore C_2 serve per compensare la capacità d'ingresso negativa del secondo stadio.

MISURE EFFETTUATE

1) Larghezza di banda e guadagno

In fig. 2 è riportato l'andamento del guadagno in funzione della frequenza. La larghezza di banda a -3 dB dal massimo guadagno, è 22 MHz; la banda amplificata si estende da 195 MHz a 217 MHz. L'amplificatore può quindi essere adatto per amplificare segnali dei canali TV 8, 9 e 10. Comunque il massimo guadagno è 32 dB.

2) Trasmodulazione

Per misurare la trasmodulazione si è proceduto in questo modo: Si sono « iniettati » all'ingresso dell'amplificatore due segnali RF, e cioè a) uno corrispondente al segnale « desiderato » (V_0) con frequenza $f_0 = 205,5$ MHz, sprovvisto di modulazione e b) un segnale « interferente » (V_x) con frequenza $f_x = 198,5$ MHz, modulato con un segnale di 1000 Hz. Siccome l'azione amplificatrice del transistor non è lineare, succederà che il segnale interferente modulerà in ampiezza il segnale desiderato con una profondità di modulazione, poniamo m_k .

Il coefficiente di trasmodulazione K viene definito come il rapporto tra il fattore

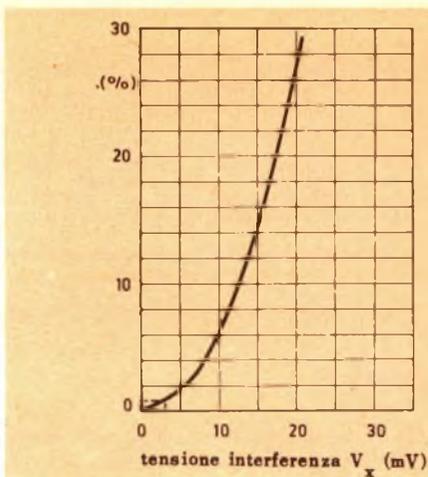
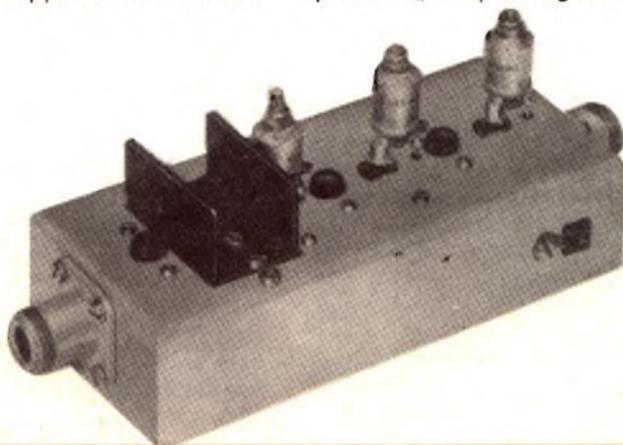


Fig. 3 - Trasmodulazione prodotta da un segnale interferente modulato (V_x);
Segnale desiderato: $V_0 = 10$ mV, $f_0 = 205$ MHz
Segnale interferente: $V_x = 198,5$ MHz, $m_x = 50\%$

indesiderato di modulazione (m_k) e la profondità di modulazione del segnale interferente (m_x). Il coefficiente K non dipende dall'ampiezza del segnale RF (V_0) che si desidera ricevere ed è direttamente proporzionale al quadrato dell'ampiezza del segnale interferente. In fig. 3 è riportato l'andamento della trasmodulazione in funzione dell'ampiezza del segnale V_x per la condizione $m_x = 50\%$.

Da questo grafico appare che m_k è una funzione quadratica di V_x . Per avere una base di paragone per i valori di trasmodulazione si è deciso di determinare l'ampiezza V_x di quel segnale interferente che



Realizzazione pratica dell'amplificatore di antenna a tre stadi (visto dalla parte superiore).

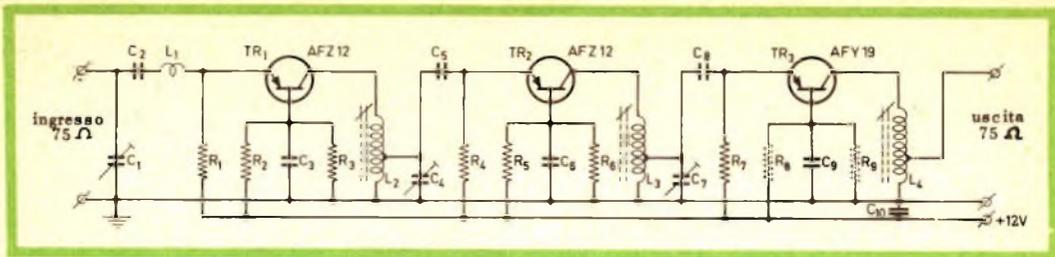


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore d'antenna a tre stadi (195 MHz ÷ 216 MHz).

COMPONENTI

Resistori (a carbone, 1/8 W, ± 10% salvo diversamente specificato)

- R₁ = 1,5 kΩ
- R₂ = 3,9 kΩ
- R₃ = 10 kΩ
- R₄ = 680 Ω
- R₅ = 3,9 kΩ
- R₆ = 10 kΩ
- R₇ = 39 Ω
- R₈ = 270 Ω
- R₉ = 1 kΩ

Condensatori

- C₁ = 25 pF, trimmer concentrico ad aria,
- C₂ = 56 pF, ceramico ± 5%
- C₃ = 33 pF, ceramico ± 5%
- C₄ = 25 pF, trimmer concentrico ad aria,

- C₅ = 56 pF, ceramico ± 5%
- C₆ = 33 pF, ceramico ± 5%
- C₇ = 25 pF, trimmer concentrico ad aria,
- C₈ = 56 pF, ceramico ± 5%
- C₉ = 33 pF, ceramico ± 5%
- C₁₀ = 100 pF, ceramico ± 5%

Induttanze

- L₁ = 1 spira, Cu smaltato, 1 mm Ø, avvolta su supporto con 8 mm Ø
- L₂ = 11 spire, Cu smaltato, 1 mm Ø, avvolte su supporto con 7 mm Ø, nucleo in poliferro; presa alla 5 spira da terra.
- L₃ = 11 spire, Cu smaltato, 1 mm Ø, avvolte su supporto con 7 mm Ø, nucleo in poliferro; presa alla 4 spira da terra.
- L₄ = 1,5 spire, Cu smaltato, 1 mm Ø avvolte su supporto con 7 mm Ø, nucleo in poliferro; presa alla 1,2 spira da terra.

produce un fattore di trasmodulazione uguale a $K = 1\%$. Nel nostro amplificatore di antenna a due stadi si è trovato che il massimo valore ammissibile del segnale interferente applicabile all'ingresso ha il valore di 4,5 mV. Di conseguenza, si potrà avere all'uscita dell'amplificatore un

segnale 32 dB sopra a 3,5 mV (ossia un segnale di 140 V) avente una trasmodulazione inferiore all'1%.

Amplificatore di antenna equipaggiato con due transistori AFZ 12 e un transistor AFY 19

Questo amplificatore rispetto a quello descritto in precedenza ha in più uno stadio finale equipaggiato con il transistor AFY 19 che consente di avere all'uscita un livello maggiore di segnale.

Infatti, con questo stadio aggiunto si ha un ulteriore guadagno di segnale di 6 dB. Oltre a ciò, effettuando la sintonia « sfalsata » (staggered tuning) si può rendere molto piatta la curva di risposta in frequenza. In fig. 4 è riportato lo schema elettrico.

Anche in questo amplificatore, tutti i transistori sono montati in circuiti con ba-

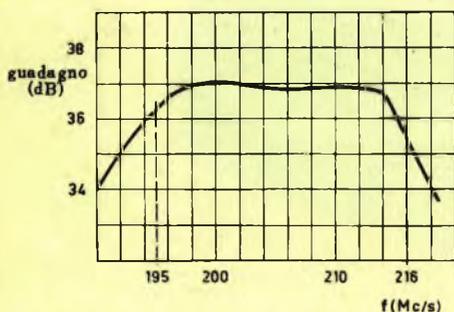


Fig. 5 - Curva passa-banda dell'amplificatore a tre stadi.

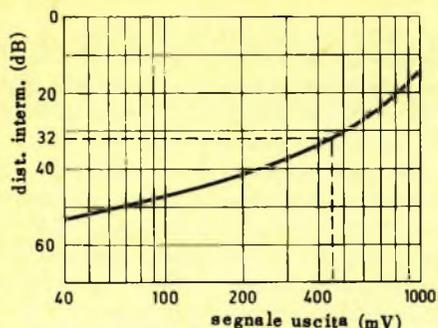


Fig. 6 - Distanza di intermodulazione (e cioè distanza tra il segnale interferente e il segnale desiderato) in funzione del livello del segnale di uscita.

Frequenze di segnale: $f_1 = 205$ MHz; $f_2 = 208$ MHz. Segnali d'interferenza: $f_3 = 202$ MHz; $f_4 = 211$ MHz.

se comune. Per mantenere bassa la cifra di rumore, la corrente di collettore del primo AFZ 12 è stata abbassata al valore di circa 2 mA. Per lo stesso motivo si è diminuito il valore della resistenza della sorgente di questo stadio inserendo la bobinetta L_1 nel circuito di emettitore di ingresso.

Il punto di lavoro del transistor finale AFY 19 è stato fissato a 40 mA con una tensione base-collettore $-V_{CB} = 10$ V. Ciò significa una dissipazione di 400 mW e per questo motivo il transistor è stato munito di un dissipatore di calore con superficie di 20 cm².

Naturalmente, la maggiore corrente di collettore del transistor finale consente di disporre a parità di valore di trasmodulazione, e cioè $K = 1\%$ di una potenza superiore di quella che può fornire l'AFZ 12.

La massima amplificazione è ottenuta ef-

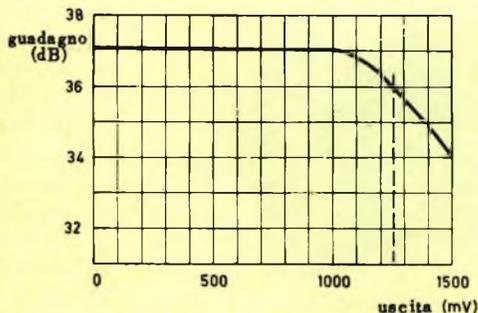


Fig. 7 - Guadagno in funzione del livello del segnale di uscita.

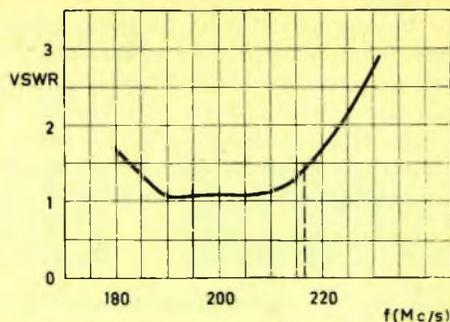


Fig. 8 - Rapporto dell'onda stazionaria sul cavo d'ingresso in funzione della frequenza.

fettuando una presa su L_4 . Siccome il transistor AFY 19 ha una capacità di uscita di circa 20 pF, questa bobina (L_4) consisterà semplicemente di una spira e mezzo.

MISURE EFFETTUATE

Consumo

L'assorbimento complessivo di corrente, con tensione di alimentazione di 12 V è 58 mA. La potenza dissipata è quindi 700 mW.

Larghezza di banda e guadagno

L'amplificatore è stato accordato in modo da avere una curva di risposta in frequenza piatta tra 195 MHz e 216 MHz. In fig. 5 è riportata questa curva. Il guadagno massimo raggiunge i 37 dB e si mantiene entro ± 1 dB per tutta la banda di frequenze amplificate. A -3 dB dal valore massimo, la banda passante è 28 MHz; la banda complessiva amplificata va da 190 a 218 MHz.

Trasmodulazione

Il livello del segnale interferente ammissibile all'ingresso è 4 mV; questa tensione dà infatti una trasmodulazione dell'1%. La tensione massima all'uscita è quindi 37 dB sopra 4 mV (e cioè, 286 mV).

In questo amplificatore, il fenomeno della trasmodulazione ha luogo principalmente nel secondo stadio in quanto questo stadio può diventare « sovrapiolato » prima dello stadio finale. Collegando in parallelo due transistori AFZ 12 nel secondo stadio, è possibile ottenere una tensione di uscita di circa 360 mV.

Cifra di rumore

Polarizzando opportunamente il primo stadio è possibile ridurre la cifra di rumore al valore di 5,4 kTo. Questo valore è pressapoco uguale a quello fornito da un analogo amplificatore a valvole lavorante nella banda dei 200 MHz.

Intermodulazione

Il fenomeno dell'intermodulazione è stato studiato iniettando nell'amplificatore due segnali RF non modulati V_1 e V_2 , aventi la stessa ampiezza con frequenza rispettivamente di $f_1 = 205$ MHz e $f_2 = 208$ MHz. A causa della non-linearità del processo di amplificazione, si avranno all'uscita dell'amplificatore frequenze-differenza che potranno cadere entro l'ambito della sua banda passante, e cioè, $f_x = 2f_1 - f_2 = 202$ MHz e $f_y = 2f_2 - f_1 = 211$ MHz.

La misura dell'intermodulazione è data dal rapporto (espresso in dB) tra le ampiezze dei segnali di uscita aventi le frequenze desiderate (f_1 e f_2) e le ampiezze del segnale con frequenza-differenza (f_x e f_y).

Questo rapporto, è noto come, « distanza di intermodulazione » e in fig. 6 è

espresso in funzione dell'intensità dei segnali di uscita desiderati V_1 e V_2 . Per una distanza di intermodulazione di 32 dB, l'intensità massima del segnale di uscita era di 440 mV; per una distanza di 26 dB era invece 650 mV.

Come già in precedenza accennato, un notevole miglioramento si ha collegando nel secondo stadio due transistori AFZ 12 in parallelo. In questo caso, i segnali ottenibili all'uscita hanno il valore di 550 mV e 820 mV con distanze di intermodulazione rispettivamente di 32 dB e 26 dB.

Compressione

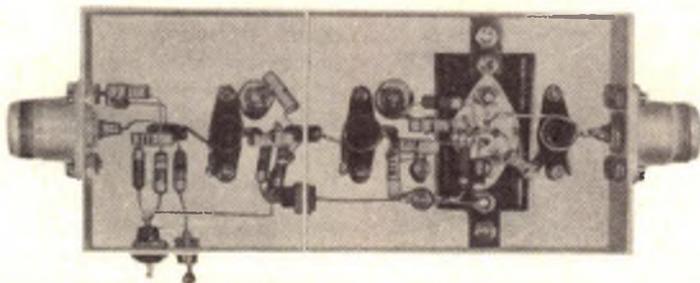
A pieno pilotaggio, corrispondente a segnali di uscita superiori ad un certo livello, si ha un calo di guadagno. In fig. 7 è stato riportato l'andamento del guadagno in funzione dell'intensità dei segnali di uscita. Si può vedere come con un livello di segnali di uscita di 1,25 V il guadagno diminuisce di 1 dB.

Adattamento di impedenza all'ingresso

La bobinetta L_1 consente di portare il valore dell'impedenza d'ingresso (alle frequenze della banda da amplificare) più vicina possibile al valore di 75 Ω . La fig. 8 riporta l'andamento del rapporto dell'onda stazionaria del cavo (VSWR) in funzione della frequenza.

Tale rapporto è di 1 : 1 per i canali 8 e 9; mentre per il canale 10 ha un valore superiore che non supera comunque 1,4.

(Da « Application Information » - 517)



Realizzazione pratica dell'amplificatore di antenna a tre stadi (visto dalla parte del cablaggio).

UNA NOVITÀ NEL CAMPO DELLA REGISTRAZIONE DI IMMAGINI TV

VIDEO RECORDER

3400

Parte II

Abbiamo descritto in precedenza l'ingegnosa tecnica usata per la registrazione del segnale video su nastro mantenendo la velocità del nastro al valore di 19 cm/s. Concludiamo questo articolo soffermandoci a descrivere molto sommariamente i sistemi interessanti usati per regolare il movimento della testina e il movimento del nastro.

Abbiamo già detto in precedenza che la registrazione di immagini TV su nastro mediante testina ruotante prevede un sistema di regolazione e di controllo il quale assicuri che la testina si trovi a passare nella fenditura verticale del tamburo (dove entra ed esce il nastro) **proprio nell'istante** in cui sul nastro inizia una pista o più esattamente, inizia la scansione di un mezzo quadro (vedi fig. 1). Oltre a ciò è necessario che il nastro « viaggi » con una velocità uniforme; solo così infatti le piste saranno tracciate tutte parallele, tutte egualmente distanziate e inclinate. Questo in sede di registrazione. In sede di riproduzione o « visione » si dovranno ripetere tutte le fasi e le posizioni reciproche tra nastro e testina che si sono avute all'atto della registrazione.

Questo compito viene risolto da un doppio servomeccanismo, e cioè, da un servomeccanismo che regola il moto della testina e da un secondo servomeccanismo che regola il movimento del nastro.

Entrambi questi due servomeccanismi usano come frequenza di riferimento quella di 50 Hz: in particolare, all'atto della

registrazione si usa la frequenza di 50 Hz dell'impulso di sincronismo di quadro mentre per la riproduzione dell'immagine si impiegano impulsi con frequenze di 50 Hz ricavati dalla tensione di rete (fig. 2).

Una completa comprensione del funzionamento di questi due servomeccanismi richiederebbe nozioni molto approfondite concernenti la tecnica della regolazione e del controllo. Noi, in questa sede, ci limiteremo a dare le idee principali.

a) Sezione servomeccanismi della testina

Essa fa sì che la scansione di un campo inizi esattamente al principio di una pista. Siccome è l'impulso di sincronismo di quadro presente nel segnale video che determina l'inizio di un campo, come segnale di riferimento per il servomeccanismo viene usato proprio questo stesso impulso.

Per ottenere quindi questa sincronizzazione in sede di registrazione (A), si fa in questo modo: si preleva una parte di segnale video dall'amplificatore video; si separa da questo segnale l'impulso di sincronismo di campo e lo si prende come

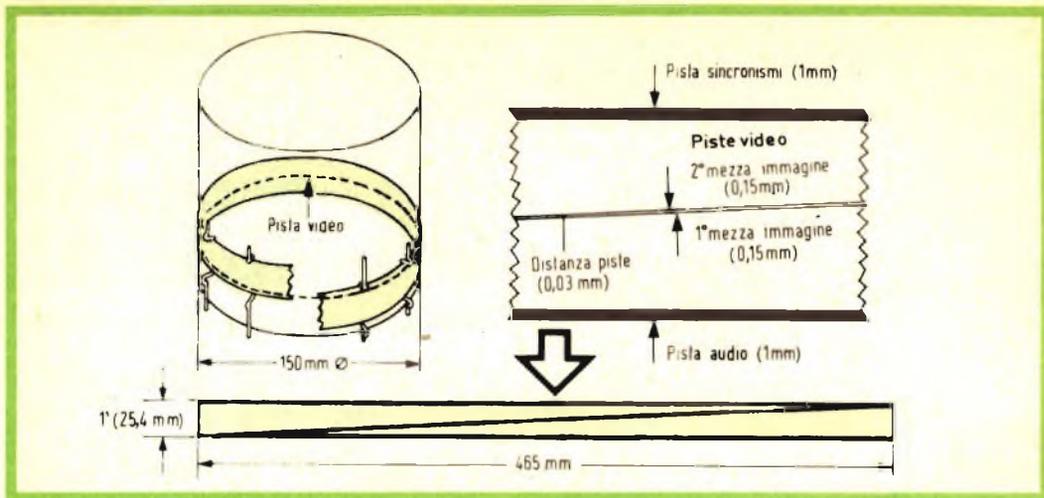


Fig. 1 - (a sinistra): Particolare del tamburo dove scorre il nastro con moto elicoidale; (a destra): Posizione delle piste « sincronismi video e audio » sul nastro; (in basso): Tracciamento di una pista video comprendente le righe di un campo (312½).

impulso di riferimento per la sezione servomeccanismi della testina. Si confronta questo impulso con un impulso ricavato dal disco ruotante-porta testina; quest'ultimo impulso è in grado di darci in ogni momento un'informazione esatta riguardo alla posizione e al movimento della testina stessa.

È interessante il sistema con cui è ottenuto quest'ultimo impulso: un raggio di luce attraversa un foro praticato sul disco ruotante e va a colpire la superficie sensibile di una fotoresistenza. La frequenza e la fase dell'impulso ricavato all'uscita della fotoresistenza viene confrontato con la frequenza e la fase dell'impulso di sincronismo di campo. La tensione continua risultante da questo confronto viene amplificata e successivamente applicata ad un freno a correnti di Faucault che riduce la velocità del disco porta-testina nel caso che questo « fugga » troppo portandolo nuovamente a girare in sincronismo con l'impulso di sincronismo di campo, vale a dire, facendo in modo che la testina si trovi al centro della fenditura verticale del tamburo fisso proprio nell'istante in cui inizia la scansione di un campo (mezzo quadro).

Questo sistema di regolazione della velocità della testina è identico sia in regi-

strazione che in riproduzione; l'unica differenza è che durante la riproduzione l'impulso di riferimento viene prelevato dalla tensione della rete (50 Hz) invece che dal segnale video.

b) Sezione servomeccanismi del nastro

La regolazione della velocità del nastro è un po' più complessa di quella della testina. Al momento della registrazione, gli impulsi di sincronismo di quadro, dopo essere stati separati dal segnale video, raggiungono la rispettiva testina che li registra sul bordo superiore del nastro, come già accennato (vedi fig. 1). Il motore di trascinamento del nastro è un motore a corrente continua di particolare costruzione; possiede una velocità di 375 giri/minuto = 6,25 giri/secondo.

Si tratta di un motore particolare che a differenza dei normali motori a corrente continua, ha gli avvolgimenti **fissi** e i poli magnetici **ruotanti** (magneti in ferrite a sbarrette). Il motore non ha collettore e la commutazione periodica della tensione applicata all'avvolgimento (generalmente effettuata dal collettore) avviene in questo caso esclusivamente per via elettronica.

Per ottenere la commutazione periodica della corrente negli avvolgimenti gli im-

pulsi di sincronismo di campo (fig. 2), vengono trasformati in impulsi rettangolari. Questi impulsi rettangolari pilotano un multivibratore di potenza transistorizzato che successivamente eccita gli avvolgimenti fissi del motore con impulsi rettangolari di polarità alternata.

Il multivibratore viene inoltre comandato anche da altri impulsi prodotti in questo modo; un raggio di luce passa attraverso fori rettangolari (4) praticati su di un disco fissato all'albero di trascinamento del nastro, e va poi a colpire la superficie sensibile di un fototransistor.

La regolazione della fase di trascinamento del nastro si effettua paragonando l'impulso di sincronismo di campo (impulso di riferimento) con un impulso prodotto nel modo seguente: il disco collegato all'albero del motore, oltre ai quattro fori sopra menzionati possiede un'altra serie di fori disposti « a ghirlanda » intorno ai precedenti; la loro forma è rotonda e il loro numero è otto. Attraverso ad essi può passare la luce prodotta da una lampadina che va poi a colpire la superficie sensibile di una fotoresistenza. Siccome il disco ruota alla velocità di 6,25 giri/secondo, ogni giro si produrranno $8 \times 6,25 = 50$ impulsi (50 Hz). Dal confronto tra la frequenza e la fase di questi impulsi con la frequenza e la fase degli impulsi di sincronismo di quadro si ottiene una grandezza di regolazione che applicata al multivibratore di potenza regolerà la velocità dell'albero del motore.

Nella riproduzione si usa come frequenza di riferimento la frequenza di rete. Questa tensione di rete viene applicata insieme all'impulso di sincronismo di campo, prelevato dalla pista del sincronismo sul bordo superiore del nastro all'ingresso del circuito comparatore di frequenza e di fase. In questo modo, il trascinamento del nastro e la rotazione della testina vengono entrambi pilotati dalla stessa frequenza usata in registrazione; inoltre la testina video può essere « portata » e « fermata » al centro della pista mediante opportuna regolazione del variatore di fase. Il numero dei giri viene determinato dal nastro stesso per cui qualsiasi deriva tra velocità del nastro e albero motore è automaticamente eliminata.

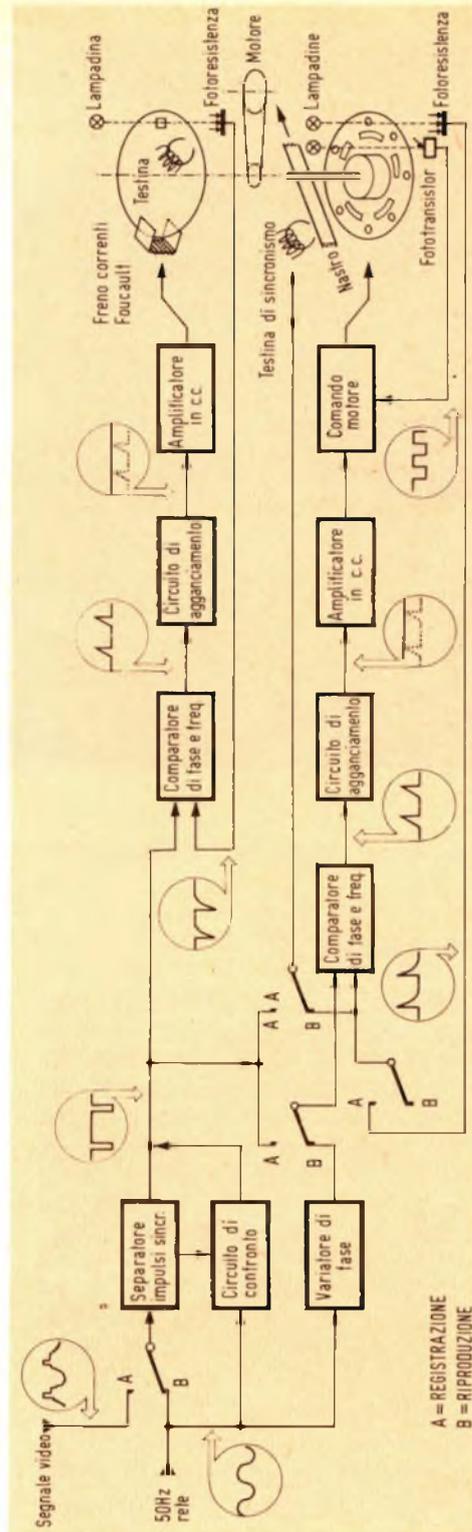


Fig. 2 - Schema a blocchi indicante la catena di controllo del movimento della testina (in alto) e il controllo del movimento del nastro (in basso).



Fig. 3 - Vista frontale del Video Recorder 3400.

Messa in funzione

La messa in funzione del video recorder 3400 è molto semplice. Tutti i comandi sono riuniti sul pannello frontale (figura 3). Accanto all'interruttore-rete (primo pulsante a sinistra) è riconoscibile un gruppo di tre pulsanti per le funzioni « Registrazione »; e « Riproduzione », a fianco vi è un gruppo di quattro pulsanti per « Riavvolgimento rapido », « Start », « Avanzamento rapido » e « Stop ». Fra questi due gruppi vi è il contagiri tarato in minuti e secondi. La regolazione del video e dell'audio è eseguita a mezzo di comandi riuniti in due pannelli nella parte destra della piastra-comandi. Il pannello di sinistra contiene tutti i comandi per il video, e precisamente da sinistra a destra sono disposti i comandi « Controllo del segnale video », « Posizione di fase », e

« Tensione del nastro ». Al di sopra di questi comandi sono sistemati: Il commutatore « Telecamera/Televisore » nonché l'occhio magico per il controllo del livello del segnale video; sotto questi si vede l'attacco per la telecamera. Sul pannello di destra sono disposti due comandi, il comando a sinistra serve per il controllo del livello dell'audio, del video e del fono; il comando a destra serve per la regolazione del controllo di livello del microfono. Al di sopra sono collocati il commutatore per gli ingressi dell'audio e l'occhio magico per il controllo del livello; al di sotto vi sono gli attacchi per fono, cuffia e microfono.

Particolare attenzione merita il pulsante « Stand by ». Il tempo di avviamento del « video recorder » è dell'ordine di grandezza di 15 secondi.

L. C.

(Da « Funktechnik » N. 18)

COLORIMETRIA

TRIANGOLO DEL COLORE

Con il presente termina la serie di articoli dedicati alla « fisica del colore ». Tutto quanto in precedenza è stato detto costituisce la base indispensabile per una completa comprensione di tutti gli attuali standard (PAL, SECAM, NTSC). In seguito ci occuperemo quasi esclusivamente dello standard NTSC, che, com'è noto, è quello attualmente più sperimentato e usato.

Si chiama colorimetria la scienza che studia la composizione di una data luce colorata. Per esempio, supponiamo di avere una data luce colorata e di dovere determinare la percentuale di luce blu, verde e rossa che concorre a formare il colore di questa sorgente. Conosciuto questo dato potremo riprodurre questa luce colorata servendoci delle tre luci primarie, tutte le volte che lo vorremo.

In genere questa valutazione si effettua così: si proietta la nostra luce su di uno schermo semitrasparente; vicino ad essa si traccia un circolo dentro al quale si fanno convergere le luci dei tre colori fondamentali, e cioè una luce blu, una luce verde e una luce violetta. Indi, si regolano le intensità di queste tre sorgenti luminose (mediante reostati) fintanto che la luce di cui si vuol conoscere la composizione e quella formata dalle tre sorgenti non appaiono di uguale colore. A questo punto possiamo facilmente sapere di quanta luce blu, verde e ros-

sa è composta la nostra sorgente luminosa.

Ci sono però alcuni colori di luci che non si possono riprodurre con nessuna combinazione di luce verde, rossa e blu. In questo caso però si può procedere così: si combina una sorgente di luce primaria con quella del colore sconosciuto; indi si cerca con le rimanenti luci primarie di riprodurre il colore della sorgente sconosciuta. In questo modo **tutti** i colori possono essere riprodotti in termini delle tre luci primarie.

Si tenga però presente che solo in questo senso noi possiamo dire che con i tre colori primari si può riprodurre una sorgente di luce di qualsiasi colore. Se noi, invece, come abbiamo fatto prima, facciamo convergere i tre colori primari senza mescolarne uno al colore sconosciuto, non riusciremo mai a riprodurre tutti i colori possibili.

Quando noi mescoliamo un colore primario a quello sconosciuto allo scopo di poterlo riprodurre con i due restanti, il

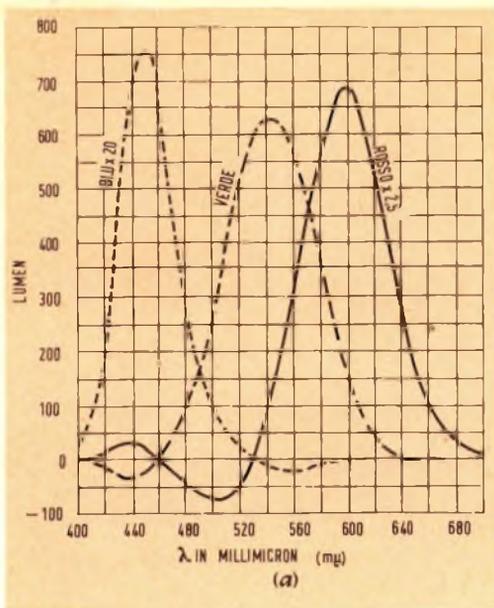


Fig. 1 - Curva da usare per la mescolazione delle luci colorate. In ordinate sono indicati i lumen necessari dei tre colori fondamentali per ottenere un colore della lunghezza d'onda specificata nelle ascisse aventi l'intensità di 1 W di energia radiante.

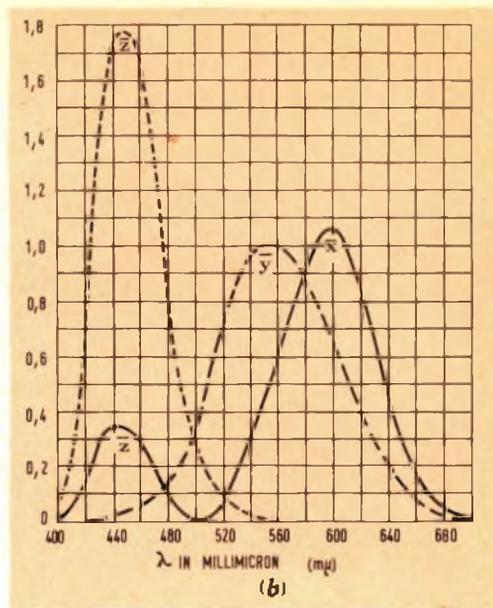


Fig. 2 - Curve standard (I.C.I. o C.E.I.) che servono, come in fig. 1, a conoscere l'intensità in lumen dei tre colori fondamentali necessari per ottenere un qualsiasi altro colore di lunghezza d'onda nelle ascisse (X corrisponde alla curva del rosso in fig. 1, Y alla curva del verde e Z alla curva del blu).

colore primario aggiunto viene considerato una quantità **negativa**.

Consideriamo la fig. 1: sulle ordinate sono indicati i lumen delle tre luci primarie (rosso = 650 m μ , verde = 530 m μ e blu 460 m μ) necessari per poter riprodurre qualsiasi colore con lunghezza d'onda compresa tra 400 e 680 m μ che abbia un'intensità di 1 W di energia radiante. Si noti bene come ognuna di queste tre curve ad un certo punto oltrepassi la linea dello zero. Cosa significa ciò? Semplicemente che **quel colore** dovrà essere aggiunto al colore sconosciuto se desideriamo riprodurre il colore sconosciuto con i due colori primari rimanenti.

Facciamo un esempio: vogliamo riprodurre una luce colorata che abbia una lunghezza d'onda di 500 m μ (regione del verde-blu). Per riprodurre il colore sconosciuto dobbiamo aggiungere circa 175 ($-70 \times 2,5$) lumen di luce rossa. Il valore in lumen della luce blu e verde deve essere moltiplicato per un fattore riportato rispettivamente nelle curve di que-

sti colori come indicato in fig. 1. Ciò premesso, combinando 2000 lumen di luce blu con 250 lumen di luce verde si riesce a riprodurre quel colore con lunghezza d'onda di 500 m μ . La luce rossa invece che si è dovuta **aggiungere** al colore di composizione sconosciuta viene considerata una quantità negativa come detto sopra.

Ad ogni modo i colori rosso, verde e blu rimangono sempre gli **unici** con i quali si può riprodurre una grande varietà di colori senza bisogno di usare componenti negative. Per riprodurre invece **tutti** i colori possibili è necessario usare la regola dei colori negativi come già spiegato.

Per poter standardizzare questa norma la « Commissione internazionale per l'illuminazione » (I.C.I. o C.E.I.) propose nel 1931 le curve di figura 2. Come si vede in queste curve sono scomparsi i valori negativi.

Dire colore rosso, verde e blu non basta; c'è infatti una grande varietà di

rossi, di verdi e di blu. Per esempio, il blu va da 450 a 500 $m\mu$ ed effettivamente l'occhio chiama sempre blu i colori compresi entro queste lunghezze d'onda. Così dicasi per il rosso e per il verde. Per questo il C.E.I. stabilì che il colore **rosso** corrisponde alla frequenza di 700 $m\mu$, il **verde** a quella di 546,1 $m\mu$ e il **blu** a quella di 435,8 $m\mu$.

Il triangolo del colore o di Maxwell

In pratica, per la composizione dei colori è più utile usare il diagramma di figura 3, anziché le curve di figura 2. Per la sua forma viene chiamato « diagramma a forma di lingua o di piede di cavallo ». Esso è derivato dalle curve di figura 2.

Cerchiamo di interpretarlo. **Lungo tutto il suo contorno** sono disposti i vari colori come risultano dallo spettro della luce bianca, e cioè dal violetto (400 $m\mu$) al rosso (700 $m\mu$). Qualsiasi altro punto che non si trovi **lungo questa** curva non rappresenta un puro colore dello spettro ma piuttosto un **miscuglio** di colori spettrali. Ora, siccome la luce bianca è in realtà un miscuglio di colori è giusto che si trovi al centro di questo diagramma, e precisamente nel **punto C**. La C.E.I. lo ha chiamato « illuminant C ». La regione del bianco è estesa dato che esistono tante varietà di bianco, per esempio, quello della luce del sole, della luce del cielo, ecc. Il bianco di uno schermo di un cinescopio normale si trova nella regione indicata con un **punto nero**. I colori più intensi e più puri si trovano quindi ai margini del diagramma e sono infatti i valori dello spettro ottenibili in laboratorio per diffrazione della luce bianca. Essi raramente s'incontrano in natura nella quale invece prevalgono i colori pastello che sono appunto quelli che si ritrovano quando ci si muove dall'esterno al centro del diagramma. Essi sono il rosa, il verde chiaro, l'azzurro, ecc... Giunti al centro troviamo il bianco.

Il diagramma del colore serve per risolvere questo problema. Quali colori otterrò se mescolo **additivamente** due sorgenti luminose diversamente colorate? Infatti, se si uniscono mediante una linea

retta due punti del diagramma riferentesi a due colori noti avremo lungo la linea tracciata tutte le possibili variazioni di colore ottenibili variando l'**intensità** delle due sorgenti di colore noto. Facciamo un esempio; riferiamoci alla figura 4; uniamo mediante una retta i punti R e V. Questi punti rappresentano rispettivamente alcune gradazioni di rosso e di verde. Se, per esempio, abbiamo più luce rossa di quella verde, il punto indicante il nuovo colore risultante si troverà lungo la detta linea ma sarà più vicino ad R (rosso) che a V (verde); e cioè sarà il punto R'. Viceversa, se predominerà la luce verde, il nuovo colore risultante si troverà ancora lungo la retta ma sarà più vicino a V (verde) che a R (rosso); sarà cioè il punto V'. Questo stesso ragionamento si può fare per qualsiasi altri due colori del diagramma.

Questo interessante esperimento si può fare direttamente su un televisore a colori. Blocciamo il cannone del blu e lasciamo che solo i fascetti elettronici rispettivamente dei cannoni rosso e verde raggiungano lo schermo tricromatico del cinescopio. Se aumentiamo ora l'intensità del cannone del rosso vedremo che un osservatore osservando di fronte il cine-

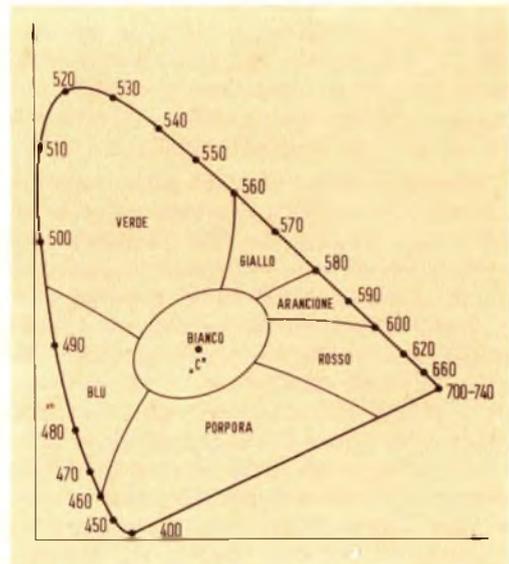


Fig. 3 - Diagramma del colore impiegato per conoscere il risultato della mescolazione di due o tre colori qualsiasi.

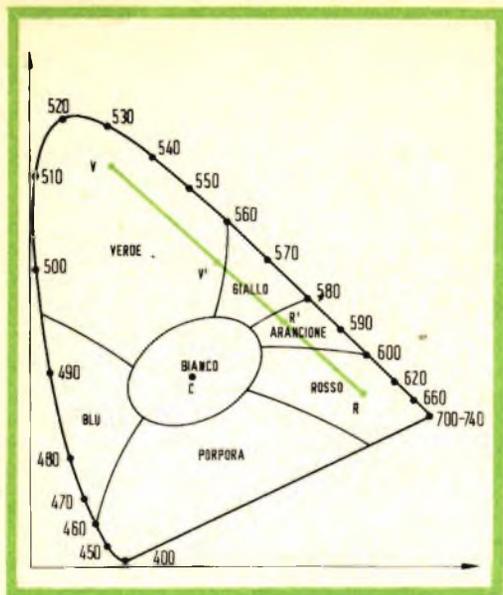


Fig. 4 - La retta condotta tra i punti V e R passa attraverso tutti i colori riproducibili mescolando opportunamente i colori verde (V) e rosso (R).

scopio lo vedrà gradualmente diventare sempre più rosso. Viceversa, se si riporta la regolazione dell'intensità del rosso della posizione primitiva e si aumenta ora quella del verde vedremo lo schermo del cinescopio diventare sempre più verde. Ciò è intuitivo. Se i due cannoni vengono regolati per **una uguale intensità** del fascetto l'osservatore vedrà lo schermo del cinescopio diventare **giallo**.

Abbiamo visto che la parte centrale del diagramma (C) è riservata per il bianco o luce diurna. Se noi tracciamo una retta congiungente il punto C con un punto qualunque dei colori spettrali cioè di quelli che si trovano sul contorno del diagramma stesso, è come se mescolassimo la luce bianca con quel determinato colore dello spettro. Così nel diagramma di figura 5, congiungendo il punto C con il verde dello spettro (545 m μ) vogliamo indicare semplicemente un miscuglio formato da luce bianca con il verde puro dello spettro. Se la quantità di luce bianca è zero avremo per risultato il **puro** colore verde dello spettro. Se invece aggiungiamo a questo verde

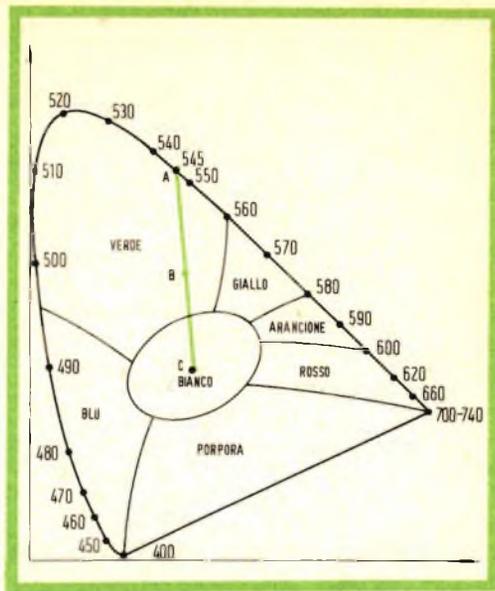


Fig. 5 - Via via che il verde si allontana da A muovendosi verso C diventa sempre « meno saturato » o più bianco.

un po' di luce bianca avremo un colore diverso; il punto indicante il miscuglio di luce risultante si muoverà lungo la retta verso il punto C. Potremo dire di avere « diluito » il verde.

In questo modo possiamo determinare la « purezza » di un colore in base alla sua distanza dal punto C. Per esempio, consideriamo il punto B di figura 5. Esso si trova a mezza strada tra il punto C (bianco) e il punto A (verde 545 m μ). Per questo possiamo dire che il punto B rappresenta un miscuglio di verde « diluito » al 50% con la luce bianca; possiamo anche dire che la purezza di questo colore è del 50%. Se la distanza tra il punto B e il punto A corrisponde al 75% della distanza complessiva tra il punto C e il punto A, noi diciamo che la purezza del colore nel punto B è del 75%. Via via che il punto B si avvicina alla curva del diagramma, il relativo colore aumenta di purezza finché giunto proprio sulla curva esso avrà una purezza del 100%, sarà cioè il puro colore dello spettro. Viceversa, man mano che il punto B si avvicina al punto C, la sua purezza di-

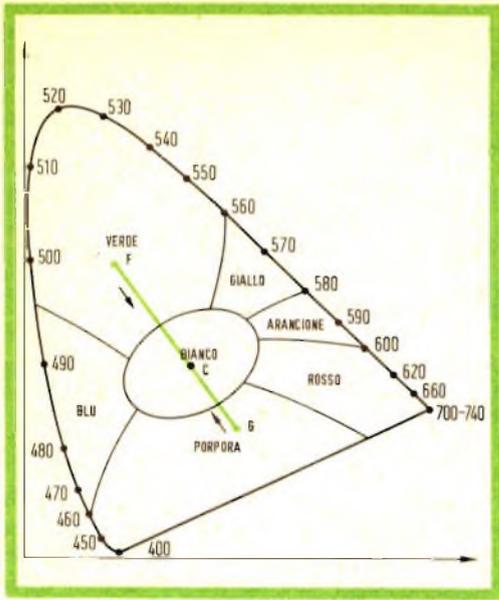


Fig. 6 - I colori F e G produrranno il bianco se mescolati opportunamente: vengono chiamati colori complementari.

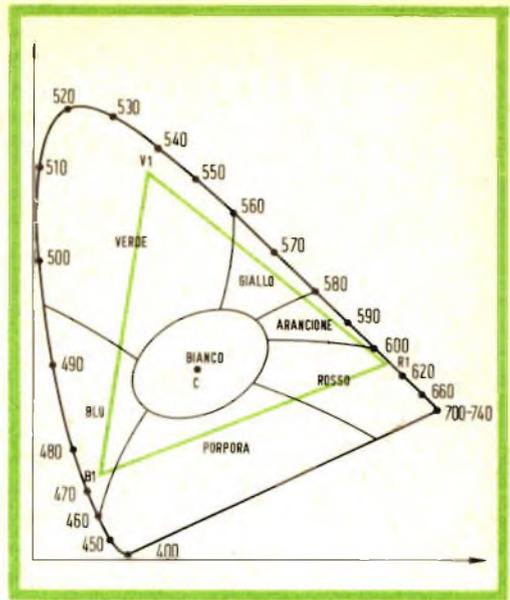


Fig. 7 - I colori contenuti nel triangolo sono quelli riproducibili sullo schermo di un cinescopio a colori.

minuisce, per diventare addirittura zero quando esso coinciderà col punto C.

Di solito, però, anziché usare la parola purezza si usa la parola « saturazione ». Così, qualsiasi colore che si trova sulla curva si dice che è « completamente saturato ». Man mano che dalla curva ci muoviamo verso il centro, e cioè, via via che al colore puro aggiungiamo la luce bianca abbiamo colori sempre « meno saturati » o « desaturati ». Nel punto C la saturazione è zero.

Insieme alla parola saturazione (saturation) incontriamo frequentemente la parola « tinta » (hue). La tinta indica semplicemente un dato colore, come per esempio, il rosso, il blu, l'arancione. È direttamente dipendente dalla lunghezza d'onda, e quando noi parliamo di un « certo verde » un « certo arancione » vogliamo semplicemente indicare colori che si distinguono per la differente lunghezza d'onda. Così, la « tinta » ci fa individuare un determinato colore, mentre la saturazione ci dice quanto bianco si trovi mescolato in quel determinato colore. La « tinta » e la « saturazione » sono in fon-

do termini fisiologici che dipendono in gran parte dall'acutezza dei sensi di un individuo e non possono quindi definirsi con precisione, come per esempio, la lunghezza d'onda o la purezza.

Continuiamo lo studio del nostro diagramma; se ora noi congiungiamo con una retta il punto a 400 $m\mu$ da un lato con quello a 700-740 $m\mu$ del lato opposto (fig. 5), otterremo una serie di colori che non sono altro che combinazioni di rosso e blu in varie proporzioni; otteniamo cioè il cosiddetto porpora o magenta. Questa linea, come si vede, « chiude » completamente il diagramma. Essa ha un significato diverso dal resto della curva che abbiamo già esaminato. Innanzitutto essa non contiene **nessuno** dei colori dello spettro; ma soltanto combinazioni ottenute dalla mescolazione dei colori dello spettro. Questo tratto di curva può quindi chiamarsi **la regione dei colori non spettrali**; questa zona del diagramma è delimitata da due linee, una che parte da C e va fino a circa 400 $m\mu$ e l'altra che va da C fino a circa 700 $m\mu$.

Un altro concetto connesso con questo

diagramma è quello di **colore complementare**. Due colori qualsiasi che mescolati insieme formano il bianco vengono chiamati colori complementari. Così nel diagramma di fig. 6 la linea che unisce il punto F con il punto G passa per il punto C (bianco), e pertanto i colori corrispondenti ai punti F e G sono colori complementari.

Abbiamo visto in precedenza che una retta tracciata tra due punti contiene tutti i colori che si possono formare mescolando i colori individuati dai due punti. Pertanto, se ora noi volessimo sapere tutta la gamma di colori ottenibili mescolando i colori di tre punti del diagramma (per es. R1, V1, B1) dovremmo condurre delle rette passanti per questi tre punti. Otteniamo in questo modo un triangolo. Dentro questo triangolo mescolando opportunamente i tre colori R1, V1, B1 potremmo ottenere qualsiasi combinazione di colori.

In televisione si cerca di riprodurre i maggiori colori possibili compresi entro l'area di questo triangolo. Si è trovato sperimentalmente che i tre colori che consentono la maggior gamma di variazioni sono quelli corrispondenti alla lunghezza d'onda 500 (rosso) 520 (verde) e 400 (blu) $m\mu$. Si tenga bene presente che qualsiasi colore non contenuto dentro l'area delimitata dai tre precedenti punti non si può in nessun modo riprodurre mediante le tre citate lunghezze d'onda.

In televisione, il colore dipende dal tipo di fosforo usato nello schermo del cinescopio. In principio si riproduceva l'immagine sullo schermo in bianco e nero e poi si faceva passare la luce attraverso filtri colorati. Fu il sistema usato dalla CBS e inizialmente dalla RCA. L'introduzione del cinescopio con schermo a tre colori, consentì di produrre **direttamente** i tre colori fondamentali ottenuti con tre tipi di fosfori differenti. Ciò semplificò notevolmente il sistema specialmente dal punto ottico.

Attualmente per il verde si usa il fosforo con formula $Zn_2 SiO$. Mu, per il blu il fosforo con formula $Zn S Ag$ e infine per il rosso il fosforo con formula $Zn_3 (PO_4)_2$. In fig. 7 è rappresentato il triangolo **pratico** ottenuto con i suddetti fo-

sfori. Come si vede esso ha un'area leggermente inferiore al triangolo di cui abbiamo parlato prima (700, 720, 400 $m\mu$).

Durante lo sviluppo del sistema NTSC, ci si preoccupò anche di studiare l'abilità dell'occhio umano nel discernere i vari colori. Si scoprirono dei fatti interessanti.

1) La teoria in base alla quale si afferma che la visione del colore è data essenzialmente dai tre colori fondamentali è vera **solo** per oggetti molto estesi. Sullo schermo del cinescopio questa condizione si può riferire ad oggetti riproducibili con frequenze video comprese tra 0 e 0,5 MHz.

2) Per gli oggetti di media grandezza, per esempio, quelli riprodotti sullo schermo del cinescopio da frequenze video comprese tra 0,5 e 1,5 MHz, bastano semplicemente due colori primari. In questo campo, i blu e i gialli sono i primi che perdono il loro colore e si confondono con il grigio.

3) Il dettaglio colorato molto fine, e cioè quello riproducibile con frequenze video comprese tra 1,5 e 4 MHz non è assolutamente visibile come tale **da nessuno**; il nostro occhio cioè vede solo **variazioni di luminosità**.

La conclusione per quanto detto sopra è evidente: non è assolutamente necessario trasmettere una banda di colore della larghezza di 4 MHz, in quanto **non la vedremo**. È sufficiente un segnale « colorato » fino alla frequenza di $1 \div 1,5$ MHz.

Nella formazione del segnale secondo lo standard NTSC si tennero presenti questi fatti e si impiegò un segnale per il colore (chiamato segnale **Q**) con gamma compresa da 0 a 0,5 MHz, e un secondo segnale per colore (chiamato segnale **I**) con una larghezza di banda da 0 a 1,5 MHz. La rimanente immagine video, comprendente tutto il dettaglio fine viene riprodotta in bianco e nero da un segnale monocromatico. Effettivamente il segnale completo del colore è formato da un segnale video monocromatico da 0 a 4 MHz (come nella TV in bianco e nero) più la sottoportante del colore. Ma questo lo vedremo un'altra volta.

MILLIVOLTMETRO

A TRANSISTORI **10 mV ÷ 300 V**

PER TENSIONI BF

L' apparecchio descritto è destinato alla misura di tensioni per frequenze comprese fra 10 MHz e 30 kHz, su dieci scale di sensibilità ripartite nel modo seguente:

- | | |
|-------------------|-------------------|
| 1 - da 0 a 10 mV | 6 - da 0 a 3 V |
| 2 - da 0 a 30 mV | 7 - da 0 a 10 V |
| 3 - da 0 a 100 mV | 8 - da 0 a 30 V |
| 4 - da 0 a 300 mV | 9 - da 0 a 100 V |
| 5 - da 0 a 1 V | 10 - da 0 a 300 V |

La resistenza di entrata è dell'ordine di 1 M Ω per le prime cinque portate di sensibilità e di 2 M Ω per tutte le altre. La capacità di entrata non supera i 15 pF. Su tutta l'estensione delle frequenze e per temperature comprese fra + 10° e + 30° C, la precisione raggiunta comporta scarti compresi fra l'1 e l'1,5%.

Il quadrante dello strumento può essere graduato in dB, cosa questa assai comoda nel rilievo delle curve di risposta degli amplificatori di BF. L'alimentazione è data da quattro piccole pile da 1,5 V ciascuna, dato che la corrente totale dissipata dal millivoltmetro non supera i

2,5 mA. Anche volendo fare uso di un microamperometro ad ampio quadrante, l'apparecchio può essere realizzato nelle dimensioni più ridotte e di forma appiattita.

Lo schema elettrico

Lo schema elettrico generale del millivoltmetro descritto è rappresentato in figura 1. La tensione da misurare viene applicata all'entrata del primo stadio amplificatore di BF, collegato a collettore comune (emettitore follower). Le prerogative essenziali dello schema sono la sua alta resistenza d'entrata e la sua linearità in ampiezza. All'ingresso e sul circuito di carico (emettitore) si trova un divisore di tensione commutabile per la scelta delle diverse scale di sensibilità.

Quando il commutatore S1 S2 si trova in posizione superiore (nello schema), la sensibilità del microamperometro corrisponde con quella dell'amplificatore, con una tensione di 10 mV applicata all'entrata. Nella misura di tensioni fino ad

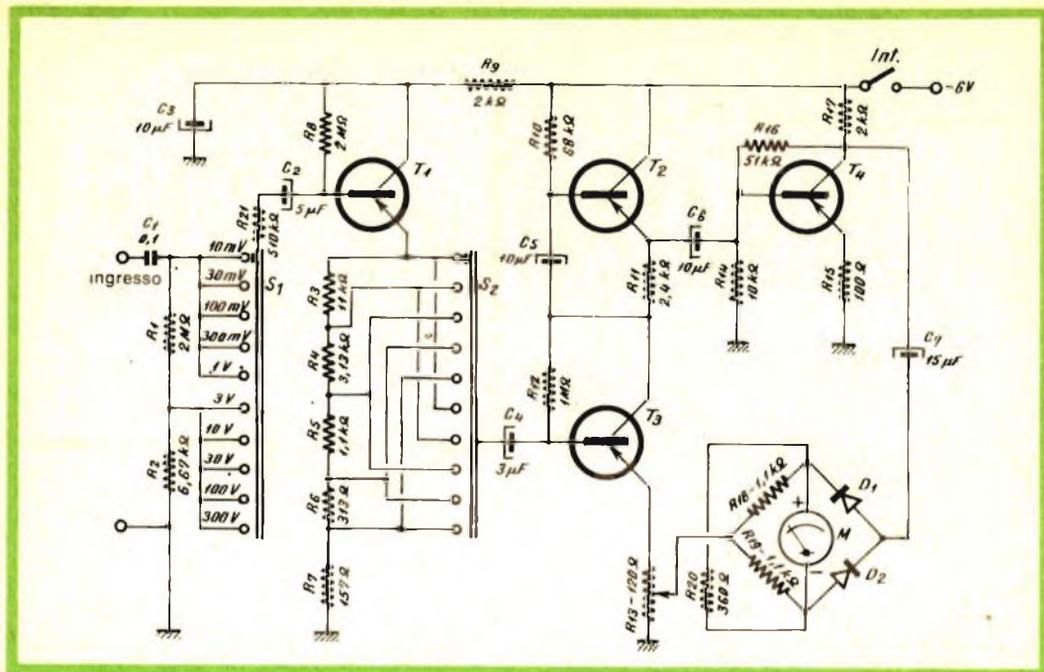


Fig. 1 - Schema elettrico completo del millivoltmetro a transistori.

un volt si applica all'entrata tutta la tensione sotto misura, mentre essa viene suddivisa ed inviata agli stadi susseguenti dal partitore R3 R7. Per le tensioni superiori ad un volt il divisore R1 R2 attenua la tensione di entrata di 50 dB (316 volte), e così la gamma di lettura può essere estesa fino a 300 V.

L'ultimo stadio dell'amplificatore è stato studiato secondo uno schema un po' diverso dal consueto. Si sono usati due transistori (fig. 2) collegati in serie per ciò che concerne la corrente continua. Il transistor T3 è collegato ad emettitore comune ed è caricato dalla resistenza Rc e dalla resistenza interna del transistor T2.

La tensione alternata che si sviluppa ai capi di Rc è applicata alla base del transistor T2, collegato a collettore comune (uscita dall'emettitore). Per le particolarità dello schema e per il fatto che il guadagno di corrente del transistor impiegato sta fra 30 e 40, il guadagno effettivo dello stadio può raggiungere dalle 1200 alle 1500 volte.

Questo stadio presenta inoltre un eccellente responso in frequenza e in fase, mentre il regime del transistor T3 è stabilizzato dalla resistenza R12, in modo che il transistor T2 non necessita di una stabilizzazione particolare.

Lo stadio finale fa uso del transistor T4, la cui corrente di collettore è stabilizzata dalle resistenze R14 R16. Infine è il rapporto del divisore di tensione, costituito da queste due resistenze, che stabilisce il punto di funzionamento. La resistenza R contribuisce a far aumentare la resistenza d'entrata dello stadio finale, ma provoca per contro una leggera perdita di guadagno.

La tensione d'uscita, prelevata ai capi della resistenza R17, viene raddrizzata da una cellula a ponte connessa con lo strumento M. Quest'ultimo, la cui sensibilità è di 100 μ A, è shuntato da R20 in maniera da portarne la sensibilità a 500 μ A, e per lo stesso motivo una maggiore corrente circola nei diodi D1 e D2. In effetti, quando la corrente che attraversa i diodi è abbastanza alta, la loro

caratteristica diventa lineare e per conseguenza assume un andamento lineare anche l'indice dello strumento.

L'amplificatore è sottoposto ad una controreazione di tasso elevato, ciò che ne stabilizza il funzionamento nei confronti delle varie cause di instabilità, mentre assicura la linearità delle scale di lettura.

La tensione di controreazione è prelevata all'uscita dell'amplificatore ed è applicata al circuito emettitore del transistor T3. L'entità della controreazione può essere regolata mediante il potenziometro R13. La controreazione implica un aumento della resistenza d'entrata del secondo stadio e ciò determina un aumento della resistenza di entrata di tutto l'amplificatore.

Per contro, il guadagno dell'amplificatore risulta ridotto a 50, essendo stato possibile introdurre una controreazione molto energica, in virtù del collegamento in serie del secondo stadio.

I particolari della realizzazione dipendono molto dalla qualità dei materiali a disposizione. In linea generale si avranno buoni risultati, seguendo le istruzioni date qui di seguito. Si incomincerà col montare sul pannello anteriore prima il microamperometro, poi il commutatore S1 S2, l'interruttore di accensione e i morsetti d'entrata. Le quattro pile di alimentazione verranno fissate nell'interno in modo che sia possibile effettuarne agevolmente il ricambio.

Tutti gli altri elementi, ad eccezione del condensatore C1 e delle resistenze, che formano il divisore di tensione per la commutazione della scala di sensibilità, vengono montati su di un pannello di bakelite di cui in fig. 3 è data sia la disposizione che l'ordine dei collegamenti. Il condensatore C1 e le resistenze dei due partitori sono saldati direttamente ai terminali del commutatore S1 S2 ed ai morsetti di entrata.

È necessario rispettare il valore indicato per il condensatore C4, dato che se fosse di valore più alto causerebbe instabilità nel funzionamento. Il valore di tutti gli altri condensatori non è critico, mentre le resistenze R1 ed R7 devono essere scelte con una tolleranza del $\pm 1\%$ sul valore indicato.

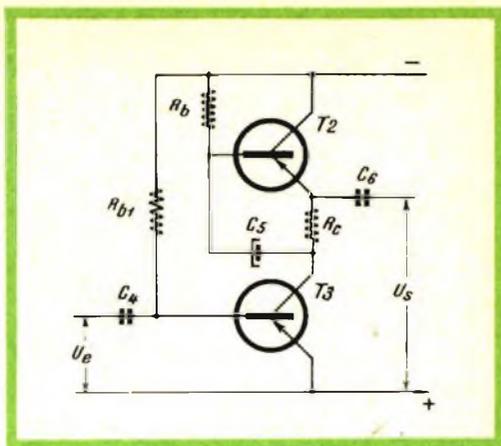


Fig. 2 - Schema equivalente dello stadio amplificatore a due transistori.

Lo strumento, come si è accennato, è un microamperometro da $100 \mu A$ con una resistenza interna di 1600Ω . Dovendo usare uno strumento di differente sensibilità e resistenza, il valore della resistenza R20 dovrà essere a sua volta modificato, fino a sopprimere la resistenza

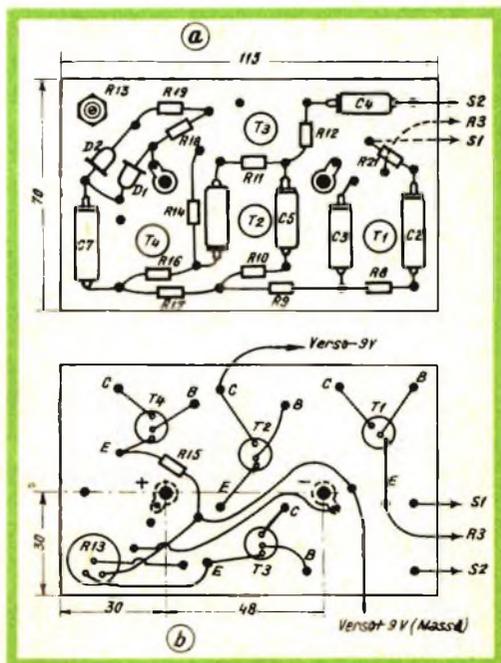


Fig. 3 - Cablaggio della piastrina di montaggio con le sue dimensioni principali.

se lo strumento ha la sensibilità di $500 \mu\text{A}$. Il commutatore S1 S2 è costituito da due sezioni ad 1 via e 10 posizioni ciascuna. I quattro transistori sono dello stesso tipo, per altro non critico, corrispondenti all'OC70 o all'OC71; tuttavia è importante che il guadagno in corrente non sia inferiore a 20.

I diodi D1 e D2 devono essere scelti con un discreto margine di sicurezza e tali da poter fornire una corrente rad-drizzata di qualche milliampère ed una massima tensione inversa di 70 - 100 V.

La messa a punto

Per effettuare la messa a punto del millivoltmetro si consiglia di usare un buon generatore di BF capace di emettere almeno 12 V di uscita e munito di attenuatore adatto a ridurre la tensione a meno di un millivolt a salti graduali. È altresì necessario un voltmetro elettronico per corrente alternata di ottima precisione. Anche un oscillografo può rendersi utile, sebbene non sia strettamente necessario.

Si sposta inizialmente il commutatore sulla posizione 10 mV e si invia corren-

te nell'apparecchio. Il potenziometro R13 viene regolato per un minimo di contro-reazione (cursore a massa) e si verifica il guadagno dell'amplificatore. La verifica si effettua inviando all'ingresso una tensione di frequenza eguale a 1000 Hz, regolata a 0,1 - 0,3 mV. Si deve ottenere in tal modo la totale deviazione dello strumento. Se la deviazione richiede una tensione più alta, si può dedurre che l'ultimo stadio (T2 T3) non funziona correttamente.

In tal caso si sostituiscono le resistenze R10 ed R12 con due potenziometri da 1 $\text{M}\Omega$ ciascuno, dopo di che, regolando progressivamente la resistenza, si cerca di raggiungere il più alto guadagno possibile. Resta inteso che man mano che il guadagno aumenta si diminuisce il valore della tensione d'entrata, in modo da ottenere sempre la massima deviazione sull'esatta posizione di fondo scala. Una volta conseguita la normale sensibilità, si misura la resistenza assunta dai potenziometri R10 ed R12 per rimpiazzarla con resistenze di valore equivalente, preventivamente controllate.

I. Andreini



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMOELETTICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

TESTINE DI REGISTRAZIONE

Le testine di registrazione sono elementi di trasformazione dell'energia elettrica in energia magnetica; siccome i magnetofoni utilizzano essenzialmente degli effetti magnetici, prima di cominciare a parlare della testina di registrazione, riportiamo alcune esperienze che ne faciliteranno la comprensione del funzionamento.

Parleremo innanzitutto dell'effetto del campo magnetico; per mettere in evidenza questo fenomeno, si realizzi la esperienza dimostrata in fig. 1.

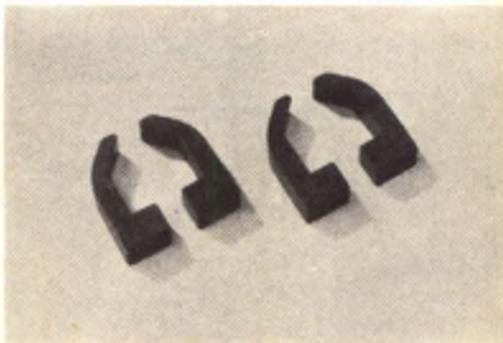
Collegiamo un filo conduttore alle prese di una pila, avviciniamo una bussola a questo conduttore, l'ago magnetico viene influenzato e devia dalla posizione naturale, che indica il Nord magnetico.

Se interrompiamo il circuito formato dal filo conduttore, l'ago magnetico riprende la sua posizione iniziale, vale a dire Nord-Sud (fig. 2). Si inverte ora la polarità della pila (fig. 3), l'ago magnetico della bussola, che era stato sollecitato verso destra nella prima esperienza, ora viene sollecitato verso sinistra.

Si constaterà nelle prossime esperienze, che variando la tensione delle pile, anche la corrente varia nello stesso modo e l'influenza magnetica sull'ago della bussola è proporzionale alla variazione di tensione.

In conclusione si può affermare che la deviazione dell'ago verso il Nord è dovuta

a un fenomeno magnetico ed è possibile dedurre che il passaggio di una corrente in un conduttore provoca un campo magnetico nelle sue vicinanze; questo varia in direzione ed in grandezza ed ha la caratteristica di una corrente che circola nel filo.



Nuclei in ferroxcube per testine di magnetofoni.

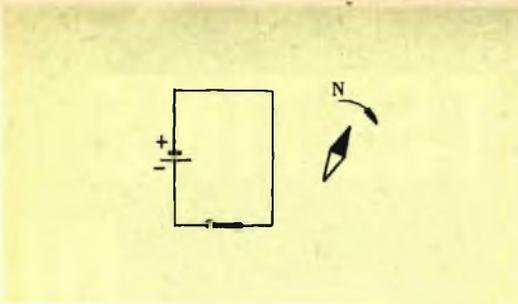


Fig. 1 - Influenza della corrente su un ago magnetico.

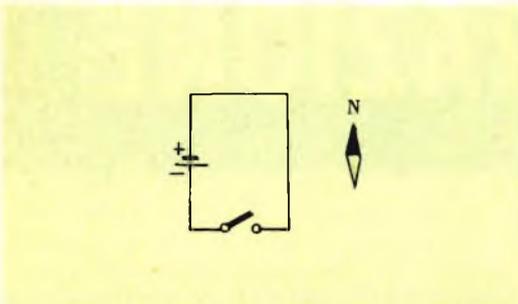


Fig. 2 - Interruzione del flusso di corrente nel circuito.

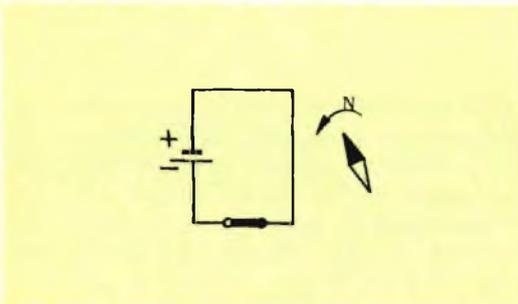


Fig. 3 - Inversione della polarità della pila nel circuito.

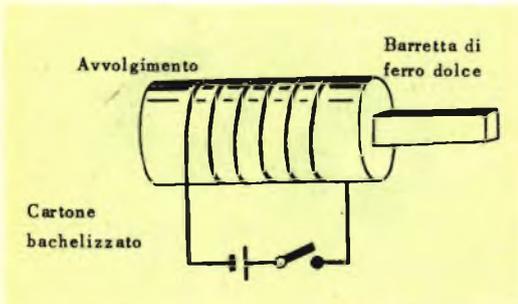


Fig. 4 - Influenza della corrente circolante in una bobina, su una barretta di ferro dolce.

Magnetizzazione di una barretta di ferro dolce per mezzo di una bobina

Un semplice filo conduttore collegato a una pila permette di mettere in evidenza l'effetto del campo magnetico, come si è visto sopra, ma la sua intensità è troppo debole perchè possa avere qualche applicazione pratica, così si è pensato di produrre un campo magnetico per mezzo di una bobina.

Per far ciò, si avvolge del filo conduttore isolato su un manicotto in bachelite; il campo magnetico prodotto da tale bobina sarà tanto maggiore quanto più spire avrà l'avvolgimento. Si ponga una barretta di ferro dolce all'interno della bobina (fig. 4), si vedrà che collegandola alle prese della pila e togliendo poi il collegamento si provoca una magnetizzazione della barretta di ferro dolce.

Questa è in grado di far deviare l'ago della bussola in un senso, se si avvicina un'estremità della barretta, e nell'altro senso se si avvicina l'altra estremità. Uno dei poli verrà chiamato Nord e l'altro Sud.

Testine di registrazione

Nelle vicinanze di una bobina, il campo magnetico tende a disperdersi; nel caso di una testina di registrazione, l'importante è concentrare il campo magnetico in un punto stabilito, che verrà utilizzato per la registrazione. A questo scopo si usano dei lamierini magnetici aventi la forma della lettera C (fig. 5) e sovrapposti gli uni agli altri.

La fessura che si vede nella fig. 5 rappresenta il taglio dei lamierini necessario per poter effettuare il montaggio dell'avvolgimento attorno alla parte XY del circuito magnetico.

Il traferro ABCD è indispensabile, all'interno di questo spazio si forma una intensa concentrazione del campo magnetico; esso però crea anche delle perdite di campo magnetico al di là del piano AD, questi residui di campo magnetico vengono illustrati in fig. 6 con delle curve tratteggiate. Ponendo una barretta di ferro dolce in questa zona, essa si magnetizzerà sotto l'influenza del campo, al passaggio

di una corrente nella bobina come era accaduto sotto l'azione diretta della bobina.

È possibile variando la tensione delle batterie collegate alla bobina, variare la corrente che circola e di conseguenza anche il valore della magnetizzazione della barretta di ferro dolce posta davanti al traferro. Il principio delle testine di registrazione è basato sul funzionamento del circuito magnetico ora realizzato.

Perfezioniamo ora il sistema. Si immagini di poter far passare una successione di piccole barrette di ferro dolce incollate su di un nastro di plastica davanti al traferro. Ogni volta che una barretta di ferro passa davanti al traferro, colleghiamo una pila alla bobina, ciascuno degli elementi di ferro dolce riceverà una uguale magnetizzazione. Facendo in modo di variare la corrente nella bobina si può, di conseguenza variare la magnetizzazione corrispondente delle barrette di ferro.

In pratica, le barrette di ferro sono sostituite da una grande quantità di piccolissime particelle di ossido di ferro, che con appositi procedimenti formano il nastro magnetico, come vedremo più avanti.

POLARIZZAZIONE DELLA TESTINA DI REGISTRAZIONE

Nel caso generale della registrazione (suono, video ecc.) è necessario registrare delle correnti variabili in ampiezza e in frequenza. Senza prendere delle precauzioni speciali, il campo magnetico che si avrà nel traferro non avrà la forma della corrente che circola nella testina.

In effetti, si produce un ritardo o un avanzamento dell'uno rispetto all'altro, come mostra la curva d'isteresi che rappresenta il campo magnetico risultante (induzione) in funzione del campo elettrico H corrispondente; questo campo elettrico è funzione diretta della corrente I che circola nell'avvolgimento della testina di registrazione (fig. 7). Per evitare di lavorare nelle zone curve che portano a delle notevoli distorsioni, si fa circolare nella testina una corrente di frequenza molto più alta di quella da registrare; questa corrente viene chiamata « corrente di polarizzazione ».

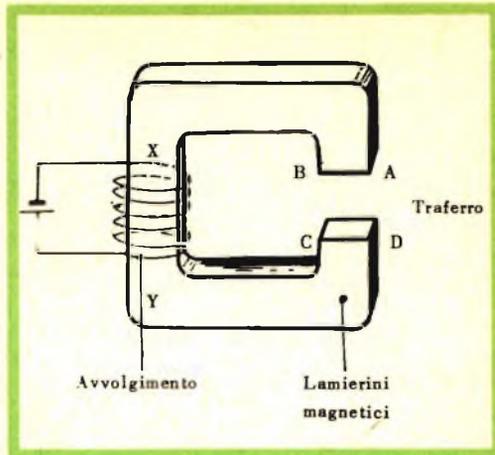


Fig. 5 - Circuito magnetico di una testina di registrazione.

Esaminando la fig. 8, è facile constatare che le alternanze positive o negative della corrente da registrare sono riportate sulla parte destra della curva d'isteresi, senza distorsione.

Influenza del valore della corrente di polarizzazione

La corrente di polarizzazione deve essere assolutamente, ma il suo valore, per ottenere una corretta registrazione, è critico.

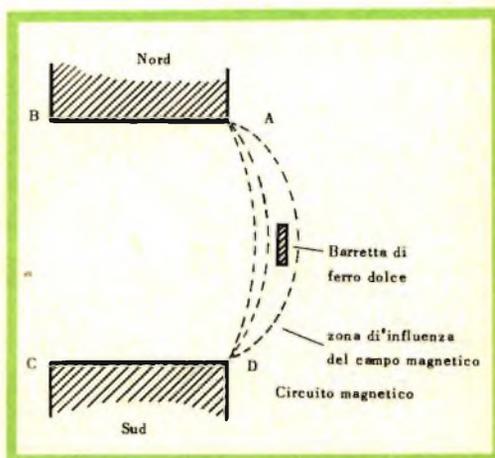
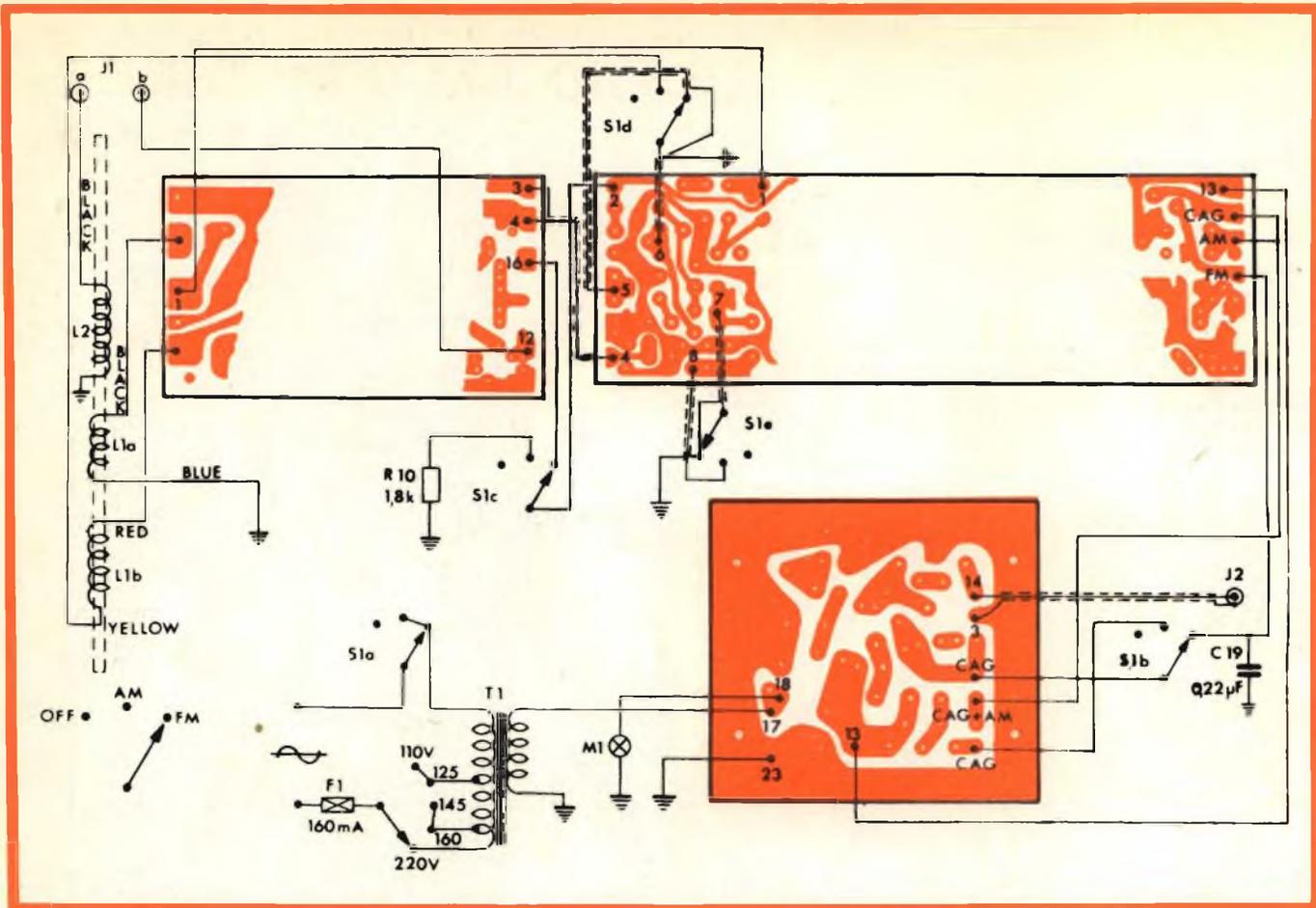


Fig. 6 - Campo magnetico residuo al di fuori del traferro.



ELENCO COMPONENTI AM FM TUNER modello UL 40



Stock	Sym.	Description	N.	Stock	Sym.	Description	N.
AC 125	Q1	Transistore AC 125	1	G/1901	F1	Fusibile 160 mA - 5 x 20	1
BY 114	D1	Diode BY 114	1	HK/407	M1	Lampada 12 V - 3 W	1
D/32	R1	Resistenza 180 ohm 1/2 W 10%	1	HK/408	PM1	Porta lampada	1
D/32	R2	Resistenza 330 ohm 1/2 W 10%	1	O/601	—	Antenna ferrite	1
D/32	R3	Resistenza 1 kohm 1/2 W 10%	1	G/2118	CT	Cambia tensione	1
D/32	R4	Resistenza 10 kohm 1/2 W 10%	1	HK/302	L2	Bobina (2 uscite)	1
D/32	R5	Resistenza 1,2 kohm 1/2 W 10%	1	HK/303	L1	Bobina (4 uscite)	1
D/32	R6	Resistenza 3,9 kohm 1/2 W 10%	1	HK/501	—	Telaio	1
D/32	R7	Resistenza 22 kohm 1/2 W 10%	1	HK/502	—	Perno sintonia	1
D/32	R8	Resistenza 4,7 kohm 1/2 W 10%	1	G/237	—	Gommino passacordone	1
D/32	R9	Resistenza 2,2 kohm 1/2 W 10%	1	G/161	—	Ferma cordone	6
D/32	R10	Resistenza 1,8 kohm 1/2 W 10%	1	HK/503	—	Indice	1
HK/201	C1 - C2 - C3	Condens. elettr. 400 µF 15 V x C.S.	3	O/962	—	Puleggia Ø 15 mm	1
HK/202	C4 - C7 - C8	Condens. elettr. 50 µF 15 V x C.S.	3	O/1019	—	Puleggia Ø 30 mm	1
HK/203	C5	Condens. elettr. 0,5 µF 15 V x C.S.	1	HK/504	—	Puleggia Ø 40 mm	1
HK/204	C6 - C9	Condens. carta 0,22 µF 125 V x C.S.	2	HK/505	—	Molle	2
HK/301	T1	Trasformatore d'alimentazione	1	HK/402	—	Supporti per antenna	2
HK/801	XCS1	Complesso circuito sintonizzatore	1	G/26	—	Vite 2 MA x 6	1
HK/802	XCS2	Complesso circuito media frequenza	1	HK/608	—	Viti 3 MA x 5 (brunite)	2
HK/401	S1	Commutatore a 5 vie 3 posizioni	1	G/21	—	Viti 3 MA x 6	18
G/2583	J1	Pres a 2 posti	1	G/22	—	Viti 3 MA x 8	6
G/2581-1	J2	Pres a 1 posto	1	G/25	—	Viti 3 MA x 15	5
G/2582-1	S	Spinotti per J1 e J2	3	HK/601	—	Vite 3 MA x 20	1

ERO UN MANOVALE...

Ero un uomo scontento: non guadagnavo abbastanza, il lavoro era faticoso e mi dava scarse soddisfazioni. Volevo in qualche modo cambiare la mia vita, ma non sapevo come. Temevo di dover sempre andare avanti così, di dovermi rassegnare...

quando un giorno mi capitò di leggere un annuncio della **SCUOLA RADIO ELETTRA** che parlava dei famosi **Corsi per Corrispondenza**.

Richiesi subito l'**opuscolo gratuito**, e seppi così che grazie al "Nuovo Metodo Programmato" sarei potuto diventare anch'io un tecnico specializzato in

ELETRONICA, RADIO STEREO, TV, ELETTROTECNICA.

Decisi di provare!



**RICHIEDETE SUBITO
L'OPUSCOLO
GRATUITO**

**A COLORI ALLA Scuola Radio Elettra
Torino via Stellone 5/108**



...OGGI SONO UN TECNICO SPECIALIZZATO

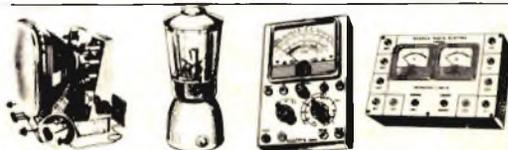
È stato facile per me diventare un tecnico... e mi è occorso meno di un anno!

Ho studiato a casa mia, nei momenti liberi — quasi sempre di sera —, e stabilivo io stesso le date in cui volevo ricevere le lezioni e pagarne volta per volta il modico importo. Assieme alle lezioni, il postino mi recapitava i pacchi contenenti i **meravigliosi materiali gratuiti** coi quali ho attrezzato un completo laboratorio.

E quand'ebbi terminato il Corso, immediatamente la mia vita cambiò!

Oggi guadagno molto, esercito una professione moderna e interessante. I miei parenti e i miei amici sono meravigliati di me.

So di essere un altro uomo: un uomo che riesce nella vita, che può finalmente mirare ad un futuro sempre migliore.



Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 28616 1048 del 23-3-1955

**Scuola
Radio
Elettra
Torino AD**

VIA STELLONE 5/108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE
spedire senza busta e senza francobollo

Speditemi gratis il vostro opuscolo

(contrassegnare così gli opuscoli desiderati)

- RADIO - ELETTRONICA - TRANSISTORI - TV**
 ELETTROTECNICA

MITTENTE

nome _____
cognome _____
via _____
città _____ prov. _____



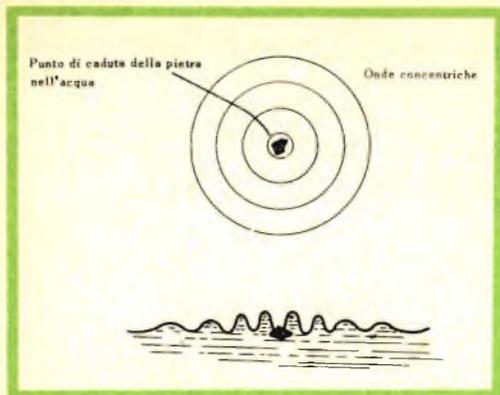


Fig. 9 - Superficie dell'acqua nel punto di caduta del sasso.

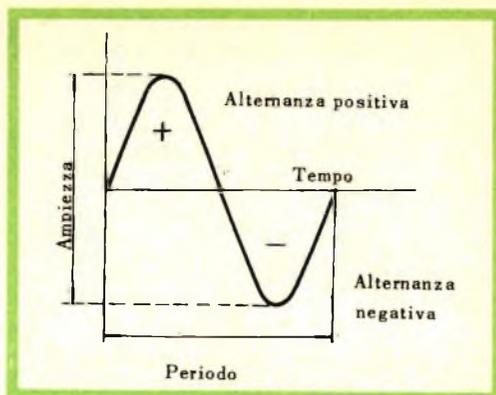


Fig. 10 - Forma tipica di un'onda sinusoidale.

Frequenza

Questo termine esprime il numero di volte che la corrente o la tensione passano per un massimo o per un minimo in un secondo. Per esempio la tensione di rete ha in generale 50 massimi o 50 minimi per ogni secondo.

Periodo

Il periodo corrisponde al tempo che la corrente impiega per riprodurre in modo identico la sua forma. Per esempio la

tensione di rete ha in generale 50 periodi al secondo (50 Hz), il periodo dura 1/50 di secondo.

Alternanza

Nella fig. 9 il profilo dell'acqua comporta delle creste e della cavità; nel caso di una corrente elettrica, le creste vengono chiamate « alternanze positive » e le cavità « alternanze negative » (fig. 10).

F. T.

(Da " Les magnetophones modernes ")

Informiamo tutti i nostri lettori che il Signor:

JOZEF MROWIEC
KATOWICE 4 - UL. ANIOLA 4
POLONIA

desidererebbe corrispondere con tecnici italiani per uno scambio di idee.

*Un cronometro elettronico, tanto veloce e preciso da riuscire a spaccare il secondo in 100.000 parti, sarà inserito nel sistema di calcolo che controllerà il primo viaggio dell'uomo sulla luna.
L'orologio elettronico, chiamato Unità Standard di Tempo, compie misurazioni estremamente accurate ad intervalli di 10 microsecondi.*



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

Semplice lampeggiatore a transistori

(Da « Radio Electronics »)
Brevetto U.S.A. N. 3018473

Non è il solo circuito adatto ad accendere e spegnere una lampadina ad intervalli regolari, che si valga di uno schema a transistori alimentato da una batteria a bassa tensione. Tuttavia, se l'Ufficio Patenti U.S.A. ha ritenuto opportuno brevettarlo, ci sembra che valga la pena di prenderlo in considerazione, molto più che esso è il più semplice di quelli finora conosciuti.

Quando l'apparecchio viene messo in funzione, connettendo la batteria, il condensatore da $20\ \mu\text{F}$ non è ancora carico, quindi nessuna tensione vi è fra l'emettitore e la base di T1. Il transistor T1 è dunque bloccato e per conseguenza la polarizzazione di T2 è tale da bloccare anche quest'ultimo.

Ma il condensatore si carica lentamente, attraverso le due resistenze da $20\ \Omega$ e da $40\ \text{k}\Omega$, fin tanto ché, a un certo punto, la base di T1 diventa positiva e il transistor conduce. La corrente che ora, attra-

verso la resistenza da $20\ \Omega$, polarizza la base di T2, rende conduttore anche quest'ultimo e la corrente base-collettore accende la lampadina ($3\ \text{V} - 0,15\ \text{A}$).

A questo momento, sempre attraverso le due resistenze, ha inizio la scarica del condensatore. Dopo un certo tempo la base di T1 non è più sufficientemente positiva e il transistor si blocca, provocando, per la ragione detta più sopra, il blocco di T2 e conseguentemente lo spegnimento della lampadina. In seguito il ciclo si ripete con intervalli acceso-spento, la cui durata dipende dalla capacità del condensatore.

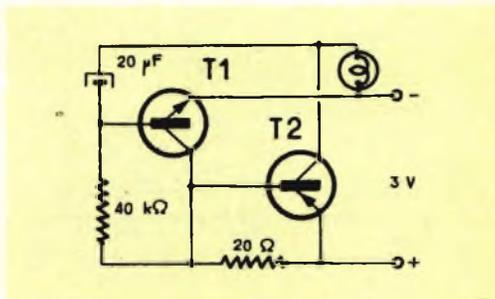


Fig. 1 - Il più semplice lampeggiatore a transistori.

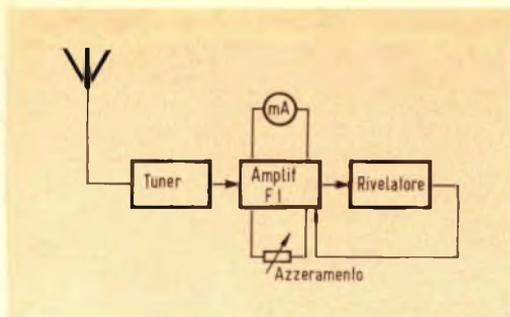


Fig. 1 - Schema sinottico di un « Signal Meter ».

« Signal meter » per l'orientamento delle antenne TV

(Da « Practical Television »)

L'apparecchio descritto in questo articolo riveste un particolare interesse per gli installatori di apparecchi televisivi e in special modo per l'installazione e l'orientamento delle antenne. Come si sa, l'orientamento di un'antenna TV, instal-

lata generalmente sul tetto, è sempre alquanto approssimativa, mancando il controllo diretto della qualità dell'immagine sullo schermo del televisore, il quale si trova in un appartamento distante.

È quindi giocoforza ricorrere ad un dispositivo che consenta di raggiungere in loco la corretta posizione dell'antenna rispetto al trasmettitore, attraverso la misura diretta dell'intensità del segnale. Esistono a tale scopo apparecchi commerciali, noti come « misuratori di campo », il cui schema di principio corrisponde presso a poco a quello di fig. 1. Essi si valgono di un « tuner » VHF oppure UHF, a seconda dei casi, seguito da uno stadio amplificatore a FI alla cui uscita è collegato un milliamperometro di controllo. L'amplificatore termina con uno stadio rivelatore dal quale il segnale rivelato, di polarità negativa, fa variare più o meno il guadagno dell'amplificatore FI, in funzione dell'ampiezza del segnale captato dall'antenna.

La corrente assorbita dall'amplificatore, sottoposto all'azione del C.A.G., varia nello stesso rapporto dell'intensità del segnale, cosicché il milliamperometro connesso in serie sull'alta tensione, ne indica l'ampiezza in funzione dell'orientamento dell'antenna. Resta da notare un circuito aggiuntivo, destinato alla regolazione dello zero, in modo che in assenza di segnale sia massima la deviazione del milliamperometro.

Lo stesso principio è sfruttato in modo diverso nello schema illustrato in fig. 2. Fra gli altri vantaggi, questo schema presenta quello di poter essere realizzato con una minima spesa, comunque assai più modesta di quella per l'acquisto di un « Signal Meter » di tipo commerciale. Per meglio comprendere il funzionamento, limitiamoci a considerare un tipico amplificatore F.I. munito di C.A.G. (fig. 2). I componenti aggiunti non sono che un limitato numero di condensatori e di resistenze. Altra modifica viene introdotta interrompendo l'alimentazione AT dalla placca della valvola amplificatrice per inserirvi il milliamperometro.

Questo strumento sarà di preferenza della sensibilità di 1 mA e con una resi-

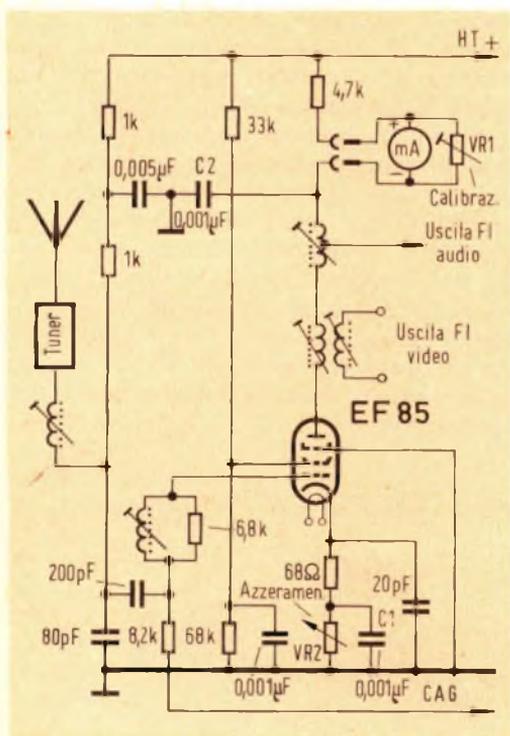


Fig. 2 - Versione elementare del « Signal Meter » a partire da un amplificatore FI per TV.

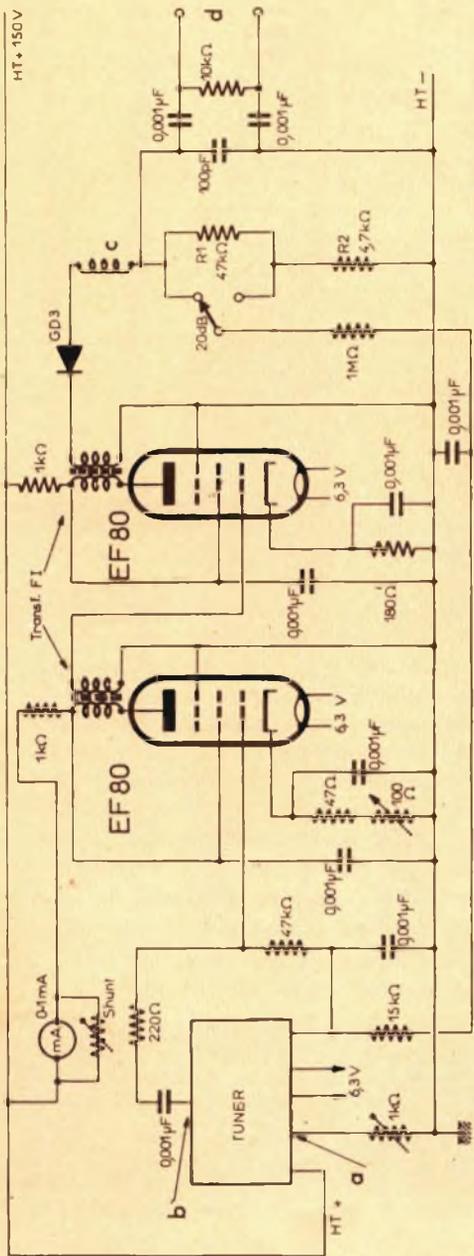


Fig. 3. - Schema generale del « Signal Meter » autonomo, realizzato con un amplificatore a FI per TV e con un « tuner » VHF oppure UHF: a = stadio d'ingresso; b = uscita segnale FI; c = bobina d'arresto RF; d = ascolto.

stenza interna di 100 Ω. In tal caso la resistenza di shunt VR1 sarà facilmente regolata al valore di 11,1 Ω, per una sensibilità di fondo scala di 10 mA. Se lo strumento dovesse avere una resistenza interna di valore diverso, la resistenza di shunt può essere calcolata secondo la nota formula: $VR1 = r / n - 1$, dove r è la resistenza interna dello strumento ed n il rapporto fra le due sensibilità di fondo scala.

È inoltre necessario aggiungere una resistenza variabile (VR2) in serie alla resistenza di polarizzazione della valvola EF85, allo scopo di rendere regolabile la corrente anodica dello stadio ad un valore conveniente. Non si dimentichi di tenere i collegamenti quanto più corti è possibile e di collegare il condensatore C1 vicinissimo alla parte inferiore della resistenza da 60 Ω.

Se lo schema di fig. 2 ha servito ad indicare come poter realizzare un « Signal Meter » servendosi di parti recuperate da un vecchio televisore, lo schema di fig. 3 offre la versione completa e definitiva di uno strumento portatile e indipendente. L'amplificatore a FI può essere accordato sulla metà fra la frequenza suono e la frequenza video, ciò che consentirà di ottenere anche un controllo auditivo, mediante una cuffia collegata all'uscita del rivelatore.

Il primo stadio a FI è controllato dal C.A.G., proveniente dal diodo al germanio GD, insieme alla valvola amplificatrice del « tuner ». Con ciò si evita di saturare l'apparecchio, in caso di portanti di forte intensità.

Preamplificatore per oscilloscopio e per voltmetro elettronico

(Da « Electronics World »)

I preamplificatori a transistori, oltre alla grande autonomia ed all'assenza di ronzio, presentano anche un altro vantaggio: essendo provvisti di alimentazione indipendente, essi non sono soggetti ad effetti di accoppiamento dovuti alla comune impedenza di alimentazione. Di-

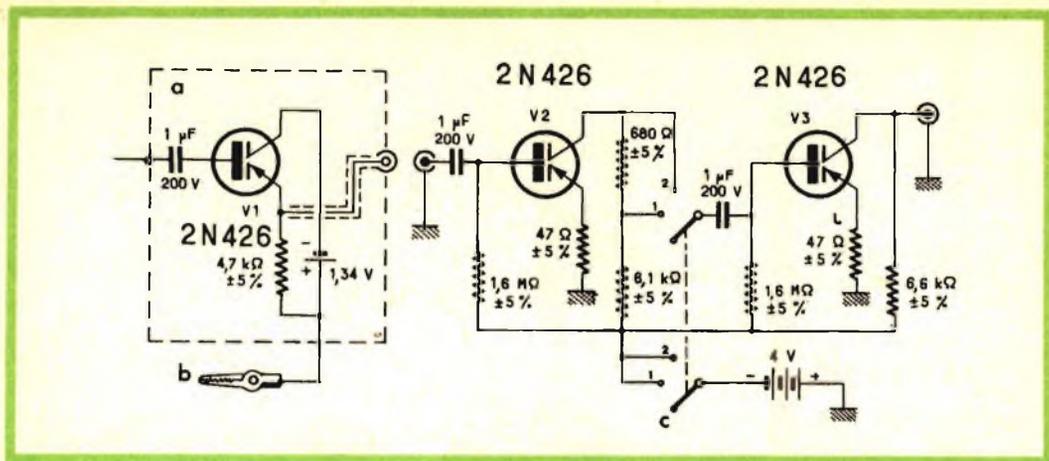


Fig. 1 - Lo schema del preamplificatore per oscilloscopio o per voltmetro elettronico: a = sonda; b = massa; c = arresto. I transistori 2N426 possono essere sostituiti dai tipi OC 47.

viene quindi possibile, senza grande spesa e senza rischio, accrescere le prestazioni di uno strumento, sia esso un voltmetro elettronico od un oscilloscopio a raggi catodici.

Il preamplificatore fa uso di due transistori ad accoppiamento RC, collegati ad emettitore comune. Il guadagno è di circa 100 - 400, a seconda della posizione del selettore, che funziona anche come interruttore dell'alimentazione. Le resistenze dell'emettitore non sono disaccoppiate e si ha quindi una contoreazione che allarga la banda passante.

Il responso all'uscita è uniforme fra 50 Hz e 100 kHz. È possibile, volendo, estendere la gamma verso le frequenze basse, aumentando il valore dei condensatori di accoppiamento. La corrente richiesta dalla batteria non supera 1 mA e, da questo basso consumo, l'autonomia di funzionamento non è inferiore a tre mesi, se si impiega una pila a mercurio da 4 V, 2200 mAh.

L'impedenza d'entrata è di 15 kΩ, ma può essere portata a 0,5 MΩ mediante uno stadio a collettore comune, circuito equivalente a quello di una valvola con carico catodico. Questo stadio è contenuto entro una sonda (probe) e la sua risposta è compresa fra 10 Hz e 2,5 MHz.

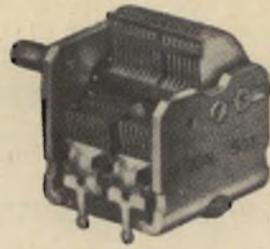
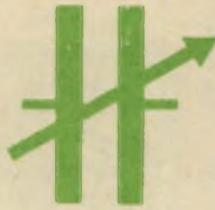
Il telaio destinato a contenere il preamplificatore può essere costituito da una scatola meccanica, con un innesto schermato situato nella parte posteriore, da cui prelevare il segnale d'uscita per il voltmetro a valvola o per l'oscilloscopio e con il selettore ed un secondo innesto per il cavo coassiale della sonda, sulla parte frontale. La sonda può essere formata da un tubo di bakelite entro il quale, a partire dal puntale di contatto, verranno collocati il condensatore, il transistore, la resistenza e la pila a mercurio da 1,34 V.

Non è stato previsto l'interruttore per la batteria della sonda; la corrente dissipata non oltrepassa del resto 125 μA e, benché la pila sia di piccolo formato, il più piccolo delle pile a mercurio, il suo invecchiamento in circuito chiuso non è molto maggiore di quello in riposo.

Diaframma a comando automatico per telecamere e per macchine fotografiche

(Da « Electrical Design »)

Anche nel campo delle macchine fotografiche l'elettronica tende a rendere automatiche alcune delle funzioni essenziali, quale l'abbinamento dei tempi di espo-



FACON

FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501

FACON



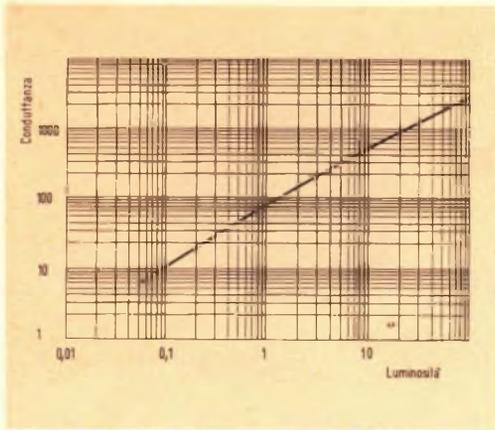


Fig. 1 - Curva caratteristica dell'elemento fotoelettrico impiegato.

sizione con l'equivalente apertura diaframmatica, abbinamento che, come si sa, ha luogo sull'indicazione di una fotocellula, a sua volta allineata con la sensibilità della pellicola.

In questo articolo l'autore suggerisce un dispositivo elettronico con il quale ottenere la giusta apertura del diaframma di una macchina per riprese televisive, dispositivo che può interessare anche la fotografia.

Lo schema si basa sulla variazione della conduttanza di un elemento fotosensibile, in funzione della luminosità da cui è in-

vestito. Il tipo usato nel montaggio originale (Clairex CL-605L), la cui curva caratteristica è illustrata in fig. 1, può essere sostituito da un'altra fotocellula di caratteristiche equivalenti, con l'apporto di qualche modifica ai valori dei componenti impiegati nello schema di fig. 2.

Collegato in serie con l'emettitore di un transistor (tipo 2N336-OC 140) il fotodiode agisce sulla corrente dell'emettitore. In altri termini, variando la resistenza dell'elemento fotosensibile in funzione dell'intensità luminosa, e la resistenza divenendo più bassa quanto maggiore è la luce che investe la fotocellula, quest'ultima provoca una controreazione variabile nello stadio preamplificatore e di conseguenza varia anche il guadagno in corrente del transistor.

Questa corrente, amplificata, è applicata nel giusto senso ad un minuscolo servomotore che, in ragione della luce che investe la fotocellula, aprirà più o meno il diaframma, si tratti della telecamera portatile TV o di un semplice apparecchio fotografico.

Si noterà, nella fig. 2, una rete di compensazione inserita fra il collettore del transistor preamplificatore e il servoamplificatore, intesa ad evitare che troppo rapide variazioni dell'intensità luminosa non agiscano intempestivamente sul meccanismo che comanda il diaframma. Si tratta di uno stadio a costante di tempo prestabilita, avente il compito di impedire l'eventuale effetto di **pompaggio**, ben noto agli specialisti di servomeccanismi.

Date le minuscole dimensioni dei componenti, essi possono trovar posto sulla stessa telecamera portatile o costituire un accessorio da applicare alla macchina fotografica. Facciamo presente che l'articolo è riportato a titolo di interesse scientifico e che la realizzazione di un tale dispositivo presuppone particolari attitudini e adatte attrezzature. La parte più delicata dell'apparecchio è costituita dal servomeccanismo, particolare di cui l'autore non fornisce indicazioni. Si tratta comunque di un micromotore a basso consumo associato ad un riduttore meccanico per lo spostamento progressivo del diaframma.

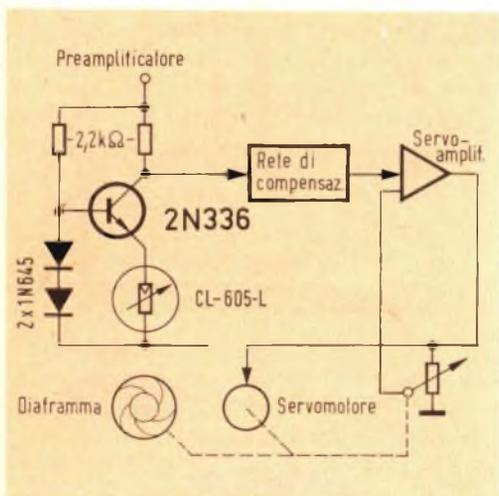


Fig. 2 - Schema di principio del circuito elettronico per diaframma automatico.



Si descrivono in questo articolo i vari tipi di antenne trasmettenti più comunemente usati, dal dipolo in quarto d'onda alle antenne paraboliche per la trasmissione delle onde decimetriche e centimetriche, con i relativi sistemi di irradiazione. Si descrivono inoltre le larghezze di banda di dette antenne e le varie gamme d'onda di cui si fa uso per le trasmissioni televisive.

Nel 1947 ad Atlantic City l'Unione Internazionale delle Comunicazioni fissò 4 bande di frequenze per la gamma VHF e UHF per televisione e per impieghi radiofonici, ma non ci sono differenze nei limiti esatti di queste bande fra le tre aree geografiche come si può vedere dalla tabella 1. Le bande I, III e IV sono riservate alla televisione e la banda II alla modulazione di frequenza. Siccome i canali TV delle bande I e III sono utilizzati completamente, le trasmissioni vengono ora effettuate sui canali della banda IV.

Le antenne più semplici per tutte queste lunghezze d'onda relativamente corte sono quelle in quarto d'onda, ma l'elemento più costoso delle antenne trasmettenti è la torre di sostegno che deve es-

sere molto alta per poter permettere all'antenna di avere una portata sufficiente.

Dipolo in quarto d'onda

In pratica si usano antenne in quarto d'onda simmetriche, si collegano entrambi i terminali di un generatore di alta frequenza a un elemento in quarto d'onda, l'antenna così ottenuta prende il nome di dipolo.

È evidente che le due barrette che formano il dipolo devono essere fatte in modo di lasciare uno spazio più breve possibile fra esse, così che la distribuzione della corrente e della tensione su queste barrette come pure i campi che

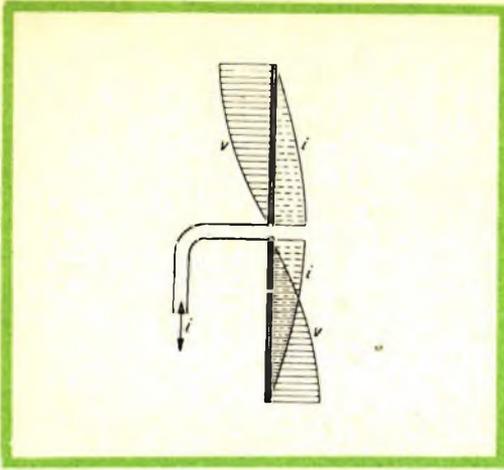


Fig. 1 - Dipolo verticale simmetrico in quarto d'onda. i = distribuzione della corrente; v = distribuzione della tensione.

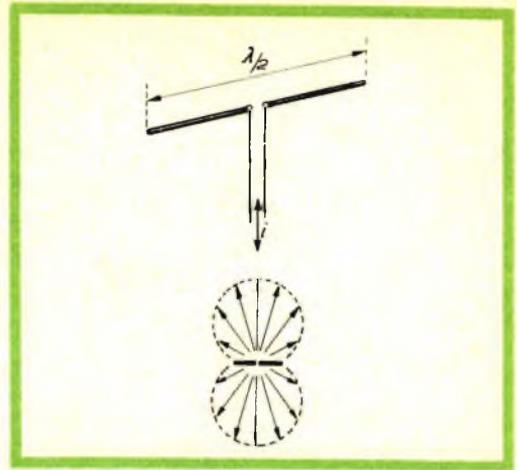


Fig. 2 - Dipolo orizzontale in quarto d'onda, con la relativa caratteristica d'irradiazione rilevata nel piano orizzontale.

esse irradiano si adattano bene le une alle altre (fig. 1). Si può pensare che un tale dipolo irradia una potenza doppia di quella costituita da una sola barretta.

Questo tuttavia non è vero, perché la resistenza di irradiazione che determina la potenza irradiata, è uguale a quella dell'antenna in quarto d'onda asimmetrica, che è ancora di 70Ω .

Nella maggior parte dei sistemi televisivi e in particolare in quello europeo, i dipoli trasmittenti sono installati in direzione orizzontale, (fig. 2). Il campo irradiato è quindi polarizzato orizzontalmente

e le antenne riceventi devono essere di conseguenza orientate in senso orizzontale.

Per quello che concerne il trasmettitore, questa disposizione porta una piccola complicazione. In effetti, un dipolo orizzontale non irradia un campo la cui intensità è uguale in tutte le direzioni come si può vedere dalla caratteristica di irradiazione di fig. 2. Si rimedia a questo difetto utilizzando, in realtà, due dipoli orizzontali posti sullo stesso piano e formanti un angolo di 90° , i dipoli vengono alimentati da due correnti sfasate di 90° (fig. 3).

TABELLA I

	Area I	Area II	Area III
	Europa - Asia europea - Africa	Stati Uniti d'America	Asia - Australia
Banda I (VHF)	41 - 68 MHz	54 - 72 MHz 76 - 88 MHz	44 - 50 MHz 54 - 68 MHz
Banda II (VHF)	87,5 - 100 MHz	88 - 108 MHz	87 - 108 MHz
Banda III (VHF)	174 - 223 MHz	174 - 216 MHz	170 - 200 MHz
Banda IV (UHF)	470 - 585 MHz 610 - 890 MHz	470 - 890 MHz	470 - 585 MHz 610 - 960 MHz

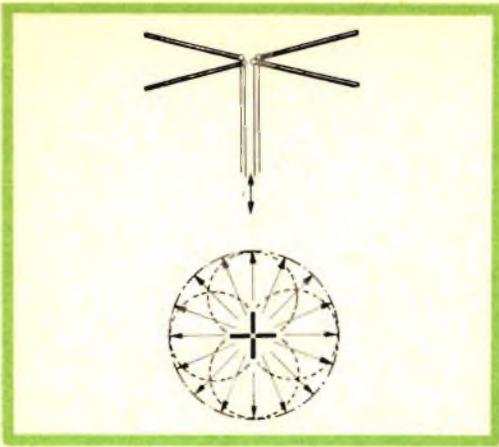


Fig. 3 - Dipolo orizzontale in quarto d'onda a forma di croce, con la relativa caratteristica di irradiazione rilevata nel piano orizzontale. Si può notare che l'irradiazione è la stessa in tutte le direzioni.

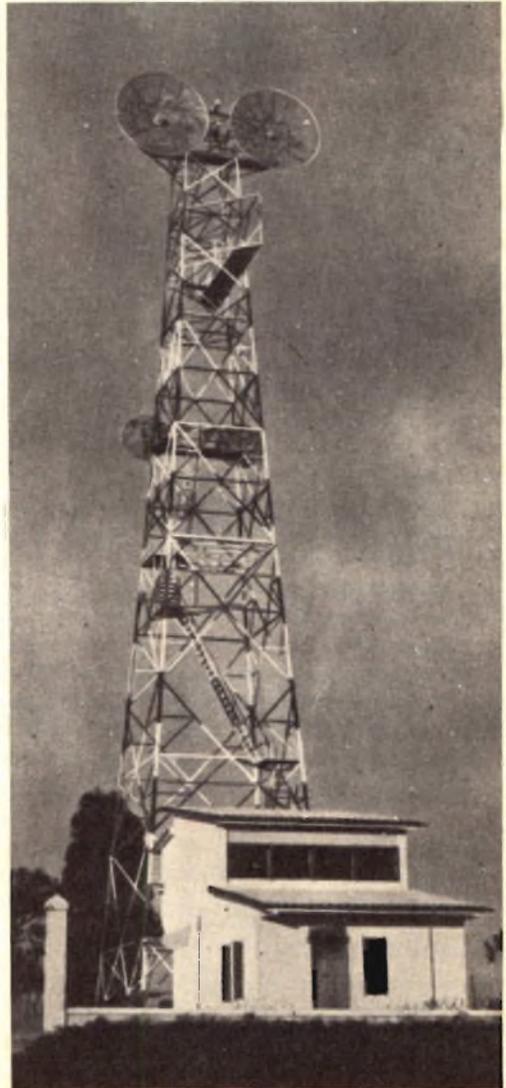
Larghezza di banda di un'antenna trasmittente

Le antenne trasmettenti per televisione vengono costruite in modo da poter irradiare non una sola lunghezza d'onda, ma tutta una gamma d'onde. Se si tratta, per esempio, di un'antenna per un trasmettitore per la banda III (174-223 MHz), essa dovrà essere costruita in modo tale da essere in grado di irradiare, con un buon rendimento, su tutte le lunghezze d'onda che appartengono a questa banda; le lunghezze d'onda in questione sono comprese fra 1,75 e 1,35 m. La lunghezza di un dipolo in quarto d'onda simmetrico per questi limiti superiori e inferiori di lunghezza d'onda dovrebbe essere rispettivamente di 0,85 e 0,65 metri. Se la lunghezza del dipolo fosse di 0,75 m, corrispondente al centro di banda, si otterrebbero dei cattivi risultati alle estremità della banda, perché il dipolo non entrerebbe più in risonanza. In altre parole si può dire che la banda delle onde, che un dipolo di lunghezza determinata, è in grado di irradiare in modo efficace è ristretta, si dice cioè che il dipolo presenta una piccola larghezza di banda.

Se si aumenta la sezione di un dipolo, anche la larghezza di banda aumenta; ci si può dunque limitare ad aumentare il

diametro delle barrette che costituiscono il dipolo. Tuttavia, è preferibile sostituire queste barrette con una superficie di irradiazione, o per meglio dire con lo « scheletro » di questa superficie, come si vede in fig. 4.

Questi tipi di antenne a farfalla sono oggi le più usate per attuare le trasmissioni televisive; esse entrano in risonanza su tutte le frequenze comprese in una banda molto estesa. Queste antenne vengono montate accoppiate, in modo che due elementi appaiati formino un angolo



Antenne trasmettenti a riflettori parabolici adatte ad irradiare onde centimetriche.

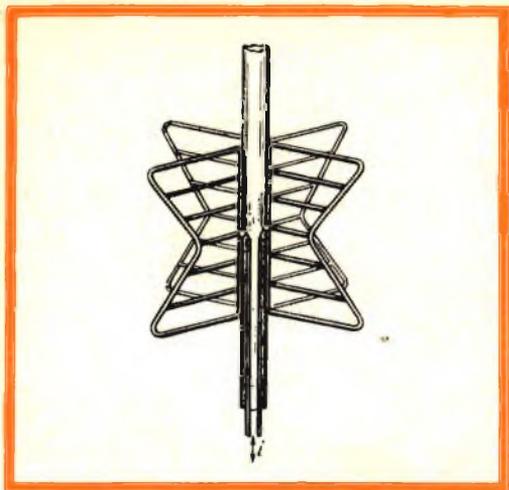


Fig. 4 - Antenna a farfalla di grande larghezza di banda.

di 90° con gli altri due, questo particolare montaggio assicura una caratteristica di irradiazione molto buona.

Nella maggior parte dei casi, quando si vogliono effettuare trasmissioni a distanze notevoli, si installano più coppie di questi elementi le une sopra le altre sulla sommità della stessa torre. Per una scelta esatta della distanza da tenere fra le due coppie vicine, si dovrà fare in modo di ottenere che le componenti verticali dei campi irradiati dalle diverse coppie si distribuiscano le une sulle altre, mentre le componenti orizzontali di questi campi si sommano, come si può vedere dalle caratteristiche di irradiazione illustrate nelle figure 5 e 6.

Si può in effetti fare a meno del campo irradiato verso l'alto, perché le onde corte

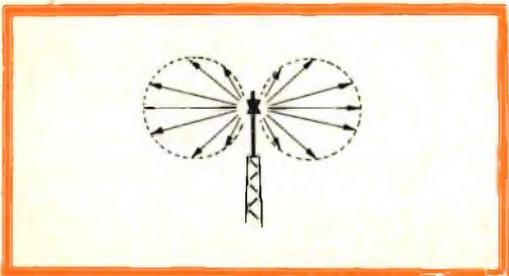


Fig. 5 - Caratteristica di irradiazione di un'antenna a farfalla rilevata nel piano verticale.

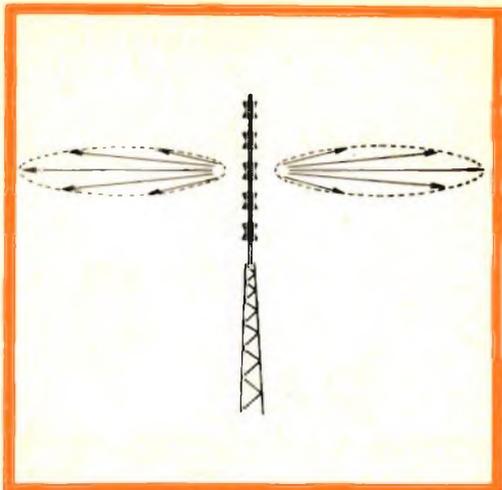
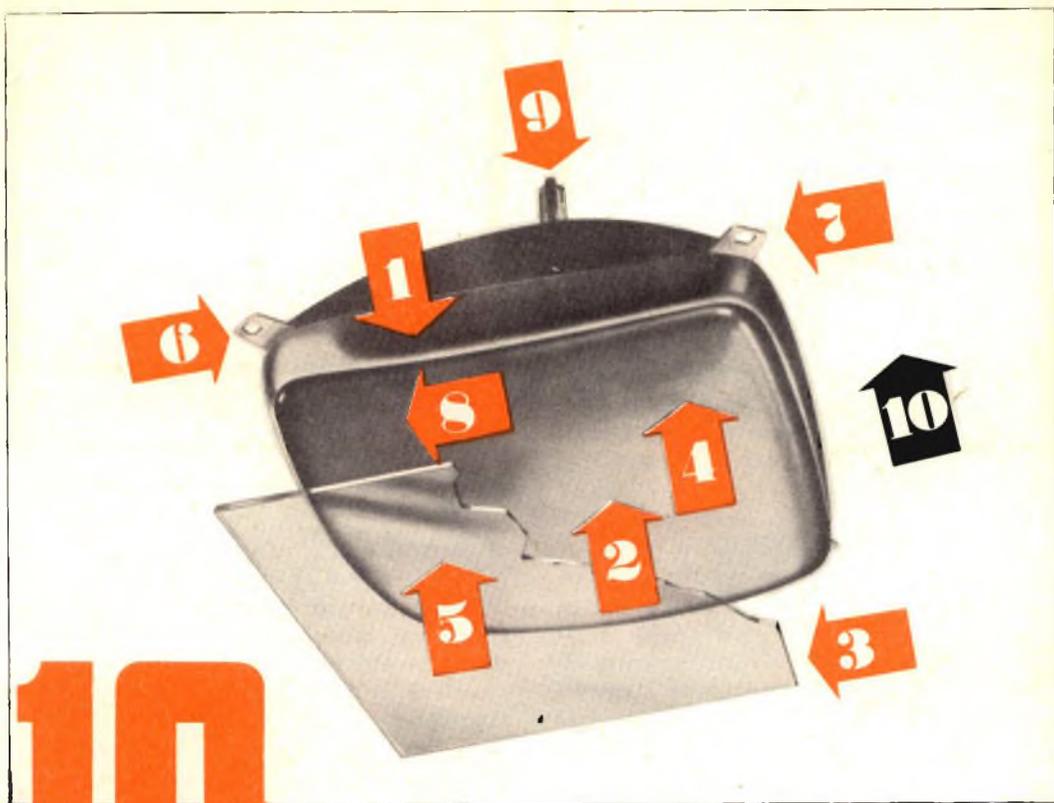


Fig. 6 - Caratteristica di irradiazione rilevata nel piano verticale nel caso di un complesso di antenne a farfalla sovrapposte.

penetrano nella ionosfera e si perdono nello spazio. Grazie a questa concentrazione del campo in senso verticale, una antenna composta da 12 paia di dipoli e alimentata da una potenza di 10 kW è in grado di irradiare, nel piano orizzontale, un campo la cui intensità corrisponde a una potenza di circa 12 kW, se si paragona a un dipolo semplice.

Riflettori parabolici

Parleremo ora brevemente della realizzazione delle antenne adatte ad irradiare lunghezze d'onda più corte (onde decimetriche e centimetriche). Queste lunghezze d'onda vengono utilizzate attualmente solo per stabilire i collegamenti fra una stazione mobile e un trasmettitore televisivo o fra i diversi trasmettitori appartenenti alla rete europea di televisione (nel primo caso, la lunghezza d'onda è sempre di circa 3 cm; nel secondo caso, essa può essere di 25 cm). Nei due casi che noi tratteremo, si dovrà fare in modo di avere un effetto direttivo più pronunciato possibile. In altri termini, si fa in modo di concentrare tutta l'energia irradiata in un fascetto più sottile possibile, che viene diretto sul luogo dove si effettua la ricezione.



10

SONO I VANTAGGI OFFERTI DAI

VISIONE
diretta

CINESCOPI

PHILIPS

A 47-11 W e A 59-11 W

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



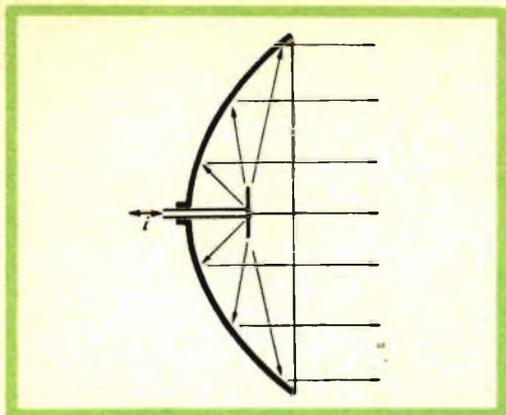


Fig. 7 - Riflettore parabolico per onde decimetriche; i = corrente ad alta frequenza inviata all'antenna.

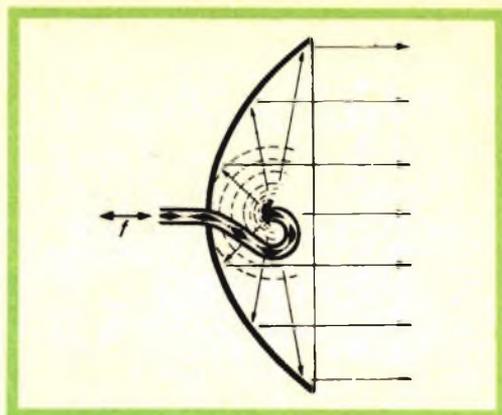


Fig. 8 - Riflettore parabolico per onde centimetriche; f = campo elettromagnetico trasmesso da una guida d'onda.

Ora alle lunghezze d'onda in cui si lavora, la forma più semplice che ha l'antenna e che nello stesso tempo presenta il miglior effetto direttivo è quella a riflettore parabolico. Il funzionamento di tale riflettore è del tutto analogo a quello di un riflettore di un faro, con la differenza costruttiva che il riflettore elettrico non presenta una superficie pulita come uno specchio.

Nei riflettori che devono irradiare onde decimetriche, viene montato nel fuoco della parabola un piccolo dipolo (fig. 7). Nel caso delle onde centimetriche invece, nel fuoco della parabola viene sistemata l'imboccatura di una guida d'onda (fig. 8).

In quest'ultimo caso in effetti, l'energia elettrica non è più trasmessa sotto forma

di correnti e di tensioni da conduttori normali, ma arriva all'antenna sotto forma di onde elettromagnetiche prodotte dal trasmettitore propriamente detto e guidate dal trasmettitore all'antenna da un tubo metallico la cui sezione è in generale rettangolare.

L'effetto direttivo di un riflettore parabolico è molto pronunciato allorché la lunghezza d'onda è molto piccola. In conseguenza di questo fatto, è sufficiente disporre di una potenza di qualche decimo di watt (molto minore della potenza assorbita da una lampada tascabile) per poter trasmettere un programma televisivo a una distanza di circa 50 km.

(Da « How television works » della biblioteca tecnica Philips)

ROMA



VIA CARNARO
18/A/C/D/E
TELEF. 894894



NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

È vero che le masse continentali della Terra si allontanano le une dalle altre? Questa celebre teoria enunciata da Alfred Wegener nel 1915, con il nome di « deriva dei continenti », non ha potuto sino ad oggi essere provata da un esperimento diretto. Ma ecco che una importantissima scoperta di questi tempi, la luce « Laser », potrà darcene con ogni probabilità la conferma. La luce « Laser », che è stata ottenuta dall'uomo sfruttando certe proprietà di radiazione degli elettroni, ha questa caratteristica eccezionale: si propaga sotto forma di uno stretto fascio di raggi paralleli, anziché divergere a ventaglio come le comuni fonti luminose. Il che, fra l'altro, consente al fascio di luce di trasportare a grande distanza una considerevole energia calorifica (tanto che si è parlato di « fucili-Laser » capaci di bruciare i vestiti di un uomo a un chilometro e mezzo di distanza). Ora si progetta di effettuare il seguente esperimento: scelto un punto nel quale due continenti sono relativamente vicini (lo stretto di Gibilterra, fra Europa e Africa, o lo stretto di Aden fra Africa e Asia), si dovrebbe installare un apparecchio « Laser » sull'estremità di un continente e uno specchio gigante sull'estremità dell'altro. Quindi si farebbe partire il raggio di luce. Se realmente i due continenti si allontanano, si dovrebbe registrare tale spostamento osservando il cambiamento di frequenza dei raggi di ritorno, riflessi dallo specchio.

L'estrema perfezione ottica della luce « Laser », la perfetta concordanza di fase di tutte le sue onde luminose, dovrebbe permettere di effettuare questa delicatissima misurazione, che si stima nell'ordine di 1 cm all'anno.

In ogni momento del giorno e della notte il Centro di Comunicazioni della Guardia Costiera Statunitense, situato a Manhattan, conosce l'esatta posizione di circa 850 navi in rotta nell'oceano Atlantico, a nord dell'Equatore.

Quando nel dicembre 1963 il transatlantico "Laconia", che trasportava oltre mille passeggeri, prese improvvisamente fuoco al largo delle Canarie, il Centro di Manhattan seppe immediatamente la notizia: in meno di dieci minuti fu in grado di individuare e avvertire cinque navi abbastanza vicine al luogo della sciagura per portare soccorso ai numerosi naufraghi.

Tutto ciò grazie a un massiccio calcolatore elettronico IBM, con memoria a dischi magnetici, sui quali vengono continuamente registrati i dati relativi alle partenze, le rotte, le velocità, gli arrivi e le eventuali varianti di movimenti delle navi che solcano l'Atlantico a nord del parallelo zero. Non solo; grazie alla collaborazione di navi mercantili di 61 nazioni, nel possente cervello vengono incamerate anche le notizie riguardanti la presenza di medici a bordo, i tipi di apparecchiature radar e i vari sistemi di comunicazione disponibili.

In caso di pericolo (il Centro riceve in media tre richieste di assistenza al giorno), basta interrogare la macchina: nel giro di pochi secondi migliaia di circuiti si aprono e si chiudono alla ricerca vertiginosa dei dati che in quel momento possono significare la salvezza o la morte di centinaia di persone.

Il progresso è veramente inarrestabile. Adesso abbiamo anche le squillo a transistor, e l'elettronica si è inserita di prepotenza in quello che è considerato il più antico mestiere del mondo. Finora le « call girls », le squillo, che rispondevano alla chiamata telefonica, erano quanto di più progredito e perfezionato si potesse sperare. Invece adesso abbiamo le radio-squillo, delle ragazze che si mettono a lavorare solo mediante invito per radio.

È accaduto, ed è già finita, con l'intervento della polizia, a Saint Louis, nel Missouri. Il centro delle operazioni era un piccolo hotel della periferia della città, il cui proprietario era in contatto radio permanente, mediante radiotelefonni a onde corte, con due autisti di piazza. Quando uno di essi aveva un « cliente », usava il radiotelefono per sapere se a destinazione c'era la possibilità di accontentarlo. La risposta giungeva in un attimo, e il tassì partiva. Organizzazione eccellente, se non ci si fosse immischiato il servizio intercettazione della polizia, che a sua volta ha informato la « buon costume ». Ad un certo punto i passeggeri dei tassì sono diventati una allegra comitiva di provinciali, che si sono fatti condurre a destinazione cantando. Appena arrivati, però, sono apparsi distintivi, tessere, e pistole d'ordinanza. Tutti dentro: sequestrati i tassì e le radio, e chiuso l'albergo.

Entro la fine di febbraio entrerà in funzione a Schio una stazione di radio-ascolto dedicata alla memoria di Kennedy, intitolata « Nuova frontiera ». L'iniziativa è di un gruppo di sei ragazzi e direttore del centro è lo studente Silvano Destro, di 16 anni.

Nel corso di quest'anno i sei ragazzi si sono interessati, sia presso la N.A.S.A. a Washington che presso l'Accademia delle scienze di Mosca, per ottenere suggerimenti, dati ed aiuti al fine di poter installare a Schio una stazione di radio-ascolto spaziale, e di captare gli impulsi trasmessi dai satelliti lanciati sia dagli americani che dai russi. L'ente spaziale americano e l'accademia sovietica delle scienze hanno inviato ai ragazzi scledensi molto materiale tecnico e informativo. Il centro ha sede in via Pio X, 62. È dotato di due ricevitori — uno a reazione e l'altro a supereterodina — capaci di captare, collegati insieme, onde radio provenienti dagli strati superiori dell'atmosfera, fino a lunghezze d'onda comprese tra i 4 e i 20 metri. Il centro è corredato di un'antenna speciale e di una serie di registratori per fissare su nastro magnetico le trasmissioni dei satelliti artificiali.

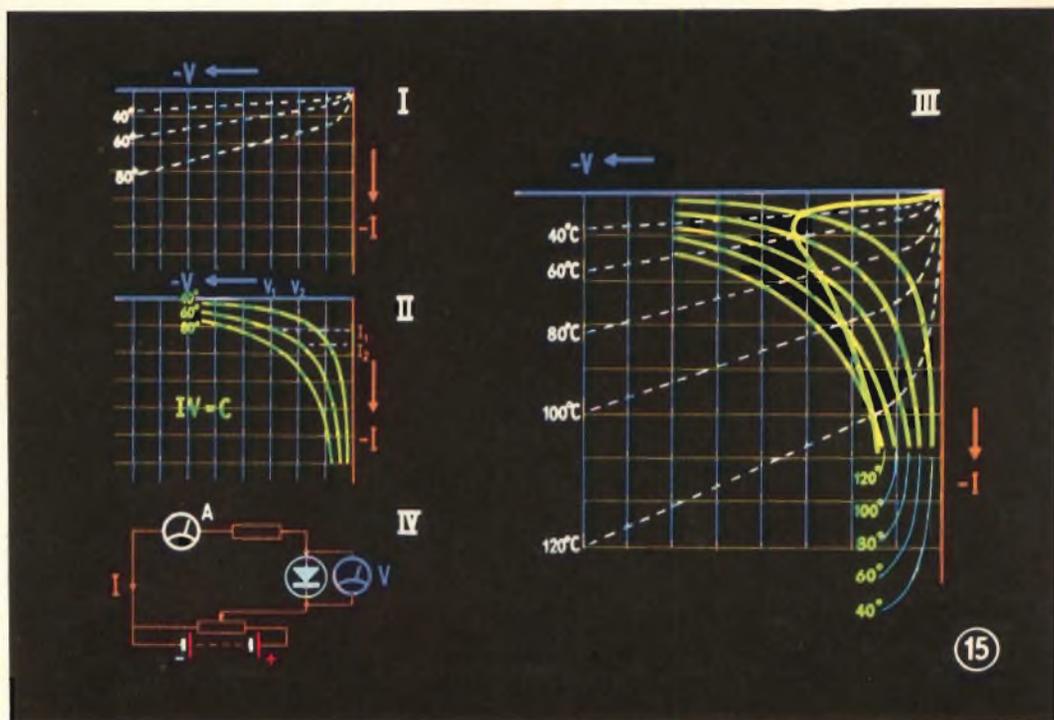
Le forze di polizia delle metropoli americane si avvalgono oggi di nuove tecniche, per raggiungere migliori risultati nella prevenzione del crimine.

L'ultima novità, in questo campo, è l'impiego dei calcolatori elettronici. Questi detectives fuori del comune hanno già contribuito a troncare le attività criminose di parecchi malviventi e prevenire ogni sorta di infrazioni del codice, dalla guida in stato di ubriachezza all'assassinio.

A St. Louis, ad esempio, una banda di tre uomini terrorizzava la città. Avevano già impunemente commesso tre assassini e più di trenta furti. Gli esperti della polizia cittadina si misero allora a studiare minuziosamente ogni "colpo", trasferendone i dati su schede perforate. Il calcolatore elettronico analizzò i tipi di rapine, il momento in cui erano state compiute, il luogo, il sistema usato e altri dati utili. Alla fine dell'analisi, calcolò il punto in cui la banda avrebbe nuovamente colpito. E quando i rapinatori, effettivamente, arrivarono, la polizia era sul posto ad attenderli.

IL DIODO A CRISTALLO

dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS"

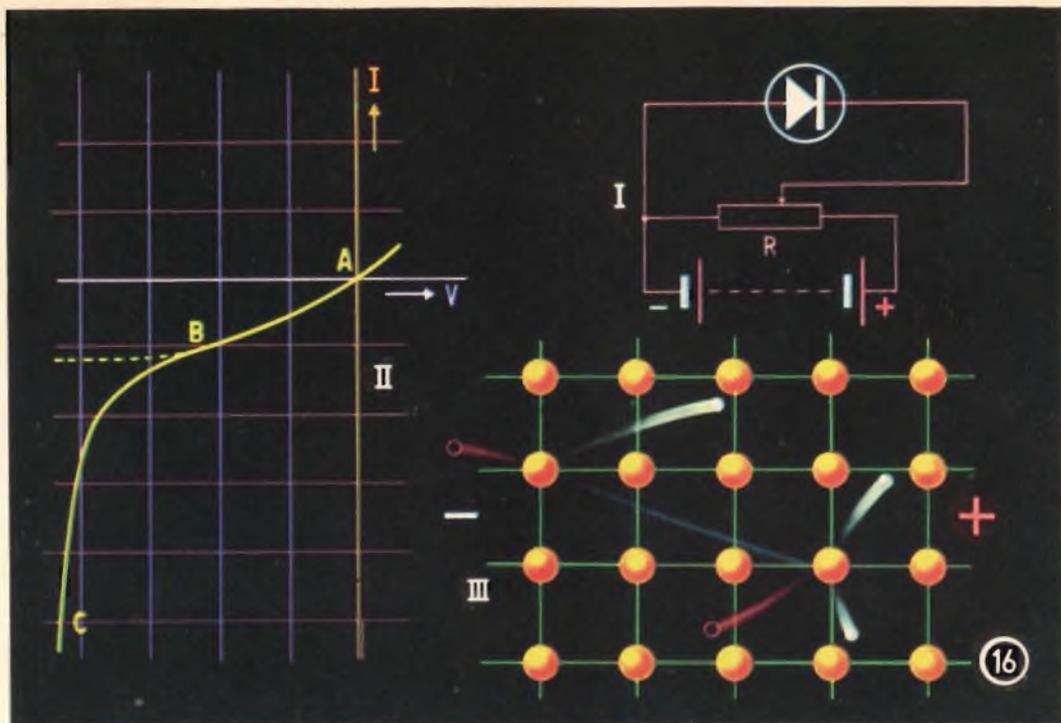


15

15 EFFETTI DISTRUTTIVI: ROTTURA TERMICA

La figura I rappresenta le caratteristiche teoriche inverse di un diodo a diverse temperature, supposto che vi sia un raffreddamento ideale, poichè, quando la tensione V sale, la potenza ($I \times V$) trasformata in calore aumenta anch'essa e, se il raffreddamento non è perfetto, la temperatura cresce. Per determinare la caratteristica in un caso pratico con un raffreddamento non perfetto come, ad esempio, la relazione tra corrente e tensione quando quest'ultima varia soltanto lentamente, si procede come segue: Supponiamo di conoscere la relazione tra corrente e tensione a una data temperatura (fig. I): per esempio, sulla caratteristica corrispondente a 60°C , solo un punto soddisfa la condizione che la potenza sviluppata sia uguale a quella asportata mediante raffreddamento (in questo caso 60°C). Per determinare questo punto (fig. II), si tracciano le curve (iperboli) per $I \times V = \text{costante}$. Per ogni curva, si può pertanto localizzare la temperatura che il diodo raggiunge, quando si sviluppa la potenza corrispondente. Il punto di intersezione della linea verde per 60°C nella fig. II, con la linea grigia tratteggiata per 60°C nella figura I, corrisponde al punto di lavoro del diodo a quella temperatura. Questa caratteristica di lavoro del diodo può venire determinata anche col circuito di prova mostrato nella figura IV. La curva ottenuta mostra che, inizialmente, quando la temperatura aumenta, la corrente aumenta lentamente (grande resistenza positiva). Tuttavia la tensione non deve superare un valore massimo fissato, la tensione di rottura. Quando questo valore viene superato, la corrente aumenta molto rapidamente, mentre la tensione ai capi del diodo diminuisce (resistenza negativa). A causa di questi fenomeni dissipativi termici, la potenza trasformata in calore aumenta rapidamente ed anche la temperatura sale. Il diodo è danneggiato in modo permanente poichè accettori e donatori si disperdono e l'effetto rettificatore della giunzione $P - N$ viene a mancare. Inoltre, possono allentarsi anche le saldature. Il punto di rottura termica può essere innalzato, migliorando il raffreddamento; se questo avviene, le serie di iperboli si spostano lungo gli assi.

Includendo nel circuito una resistenza in serie, la corrente può essere limitata nella regione di rottura, in modo da ottenere una condizione stabile. Di conseguenza, è possibile usare un diodo in



queste condizioni, purchè non venga superata la massima temperatura ammissibile. La distruzione per dissipazione termica può venire inoltre evitata, applicando alte tensioni solo per brevi periodi, cioè usando tensioni impulsive. In questo modo, la caratteristica pratica, ottenuta prima per carico continuo, ora non si verifica più, poiché la durata dell'impulso non permette alla temperatura di salire al valore relativo al prodotto $V \times I$.

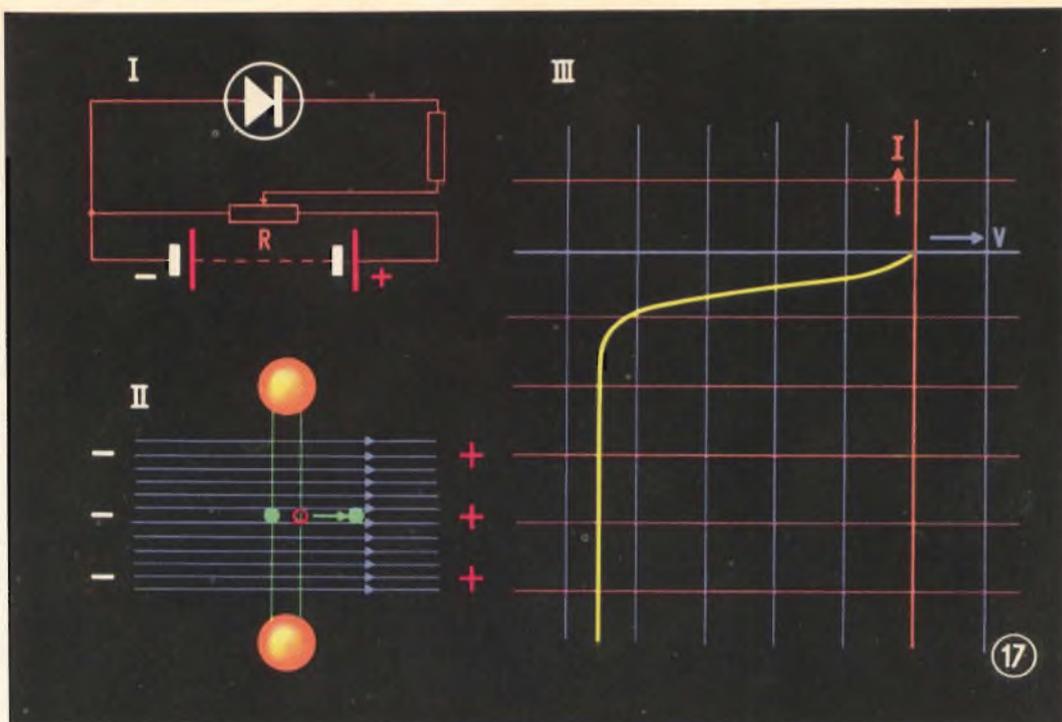
Più breve è l'impulso, più la caratteristica risulta vicina alla caratteristica teorica relativa alla temperatura ambiente (per esempio 20°C).

Per il silicio, la corrente in direzione inversa è tanto piccola che la distruzione termica discussa prima avviene solo a potenze molto elevate. Ad alte tensioni tuttavia, possono presentarsi altri effetti distruttivi, come l'effetto valanga o l'effetto Zener (vedi figure 16 e 17).

16 EFFETTI DISTRUTTIVI: EFFETTO VALANGA

Quando aumenta la tensione inversa (fig. I), aumenta la corrente, secondo la curva inversa teorica ($T = \text{costante}$, parte AB , fig. II).

Quando si applica una tensione elevata, la maggior caduta si ha ai capi della giunzione $P - N$, ed il campo elettrico in quel punto è molto forte. I portatori liberi (cavità ed elettroni) possono quindi raggiungere velocità così elevate da ionizzare gli atomi del cristallo per collisione (fig. III). Così, vengono liberati nuove cavità e nuovi elettroni che si muovono nel campo elettrico. Anche questi si scontrano con atomi del cristallo e il processo continua. Con questo effetto a valanga la corrente diventa molto alta e virtualmente indipendente dalla tensione applicata (parte BC , fig. II). Di conseguenza, si genererà nel cristallo moltissimo calore e la temperatura massima ammissibile potrà venir superata. Questo provoca danni permanenti nel cristallo (come diffusione di atomi donatori ed accettori, allentamento di contatti saldati, ecc.).



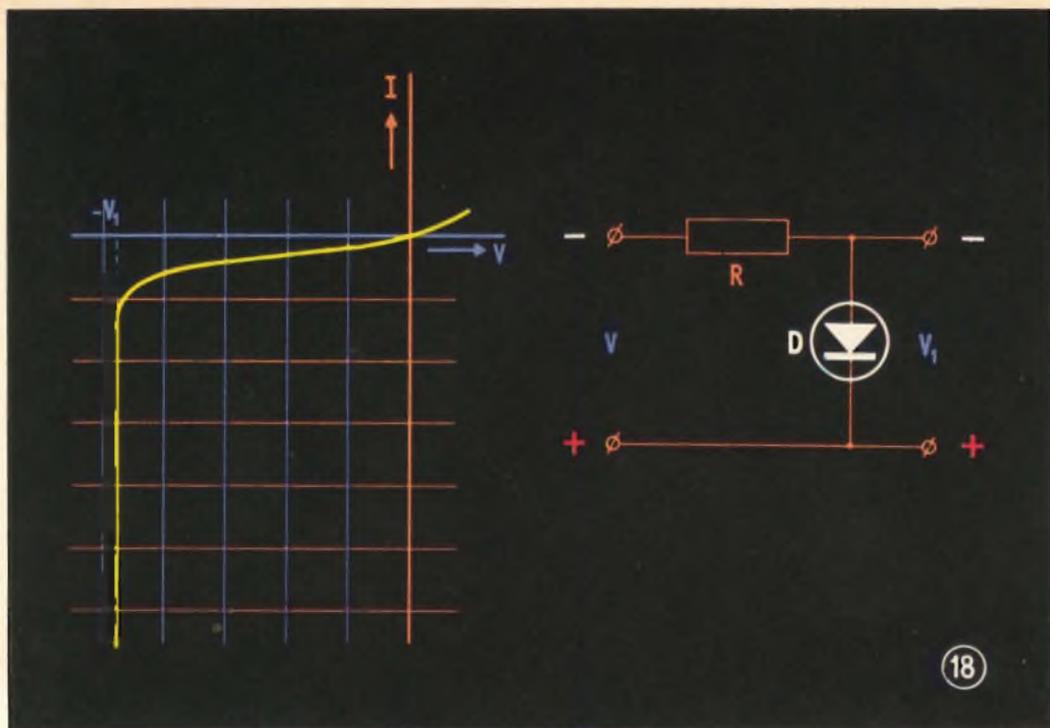
17 EFFETTI DISTRUTTIVI: EFFETTO ZENER

Quando la tensione inversa è alta (fig. I), oltre all'effetto a valanga ora esposto, può verificarsi l'effetto Zener. Questo effetto, più che quello a valanga, può avvenire nel caso di diodi con una regione di barriera molto stretta. Nonostante la distruzione per effetto Zener possa essere considerata un caso particolare dell'effetto tunnel (che verrà trattato più avanti), la trattiamo qui separatamente.

È necessario un tipo di germanio (o silicio) *P* od *N*, con una concentrazione molto alta di donatori e di accettori: per esempio $10^{18}/\text{cm}^3$ anziché $10^{16}/\text{cm}^3$. Nel doppio strato elettrico che crea il potenziale di contatto, le cariche spaziali possono raggiungere una densità molto elevata. Quindi il doppio strato diventa molto stretto ($0,01 - 0,1\mu$). Con una tensione inversa molto elevata l'intensità di campo nella regione di barriera può essere così grande che gli elettroni vengono estratti spontaneamente dagli atomi vicini alla giunzione (effetto Zener, fig. II). La parte orizzontale della curva di fig. III è la caratteristica inversa normale: l'effetto Zener si ha dove la linea si piega. Per questo fenomeno, che può essere chiamato „generazione di campo”, e che può essere paragonato all'emissione di campo degli elettroni da una superficie metallica, si hanno cavità ed elettroni liberi. Queste cariche addizionali portano ad un aumento nella corrente inversa normale, la quale, come è stato mostrato nella parte seconda di questa serie (vedere tra l'altro la diapositiva 13), è strettamente legata con una generazione „surplus” (termica) nelle regioni *N* e *P*. Gli elettroni che raggiungono la regione *N*, hanno origine parte nella regione *P* (generazione „surplus”) e parte nella giunzione (generazione di campo). Questi elettroni, insieme a quelli dovuti alla generazione „surplus” nella stessa regione *N*, vengono condotti ad una estremità del cristallo. Analogamente si ha un movimento di cavità nella direzione opposta (si veda anche la figura 14 nella parte II e la 24 nella parte I).

Così, la rottura per effetto zener tende ad aumentare l'intensità della corrente in senso inverso per un fenomeno di generazione addizionale, e questo avviene quando l'intensità del campo è sufficientemente elevata per distruggere i legami covalenti nel cristallo nella regione di barriera. Quando questo stato viene raggiunto, improvvisamente la formazione delle cavità e degli elettroni aumenta di parecchie volte rispetto al normale, e diviene tanto grande che, senza che la tensione applicata aumenti, la corrente può diventare la massima che può passare nel circuito.

Inserendo nel circuito una resistenza (fig. 1) la corrente distruttiva può venir limitata. Se il cri-



stallo $P - N$ non è stato progettato in modo da sopportare questo fenomeno, la forte corrente che lo attraversa ed il calore che si sviluppa di conseguenza possono distruggerlo.

La curva per l'effetto zener è simile a quella per l'effetto valanga. Per il primo, poiché sono necessarie grandi intensità del campo elettrico, esso si può presentare principalmente nei diodi con una barriera molto stretta.

La possibilità che una cavità od un elettrone libero entrino in collisione con un atomo nella barriera è molto rara: infatti il cammino libero di queste particelle è molto maggiore dello spessore della barriera. Di conseguenza non si può avere l'effetto valanga.

Per i diodi che hanno una barriera larga si ha il fenomeno inverso, in quanto la possibilità di collisioni in questo strato del cristallo è molto più grande; inoltre l'intensità del campo elettrico in questi cristalli è troppo piccola perché si possa verificare l'effetto zener.

Per i diodi zener si fa uso di entrambi gli effetti, i quali in realtà sono difficilmente distinguibili l'uno dall'altro nei fenomeni che provocano.

Poiché, applicando una tensione in senso diretto, il potenziale ai capi della barriera, e quindi l'intensità del campo prodotto, è molto minore, non si avrà in senso diretto, in nessun caso, né l'effetto zener né l'effetto valanga.

18 EFFETTO ZENER: IL DIODO COME LIMITATORE DI TENSIONE

La caratteristica inversa per un diodo zener è ripetuta nel diagramma di sinistra. Si può facilmente vedere che quando viene applicata una tensione inversa, questa non può diventare maggiore di $-V_1$. E' quindi evidente che un diodo di questo tipo può venir utilizzato come stabilizzatore di tensione.

Il diagramma di destra mostra un circuito di stabilizzazione per tensione continua. La tensione ai capi del diodo zener (D) è costante (V_1). Se la tensione d'ingresso (V) aumenta, aumenterà la corrente attraverso il diodo e quindi attraverso la resistenza (R). La differenza di tensione ($V - V_1$) cade ai capi della resistenza (R). Se la corrente prelevata all'uscita diminuisce, aumenterà in proporzione quella nel diodo.

Combinando opportunamente l'effetto zener e quello valanga, si può ottenere che la tensione V_1 sia praticamente indipendente dalla temperatura.

(continua)

OTTICA ELETTRONICA

UNA MODERNA ATTREZZATURA PER ESERCITAZIONI MILITARI

a cura di L. BIANCOLI

I campi tecnico-scientifici in cui l'elettronica apporta un valido aiuto sono sempre più numerosi, grazie soprattutto agli enormi progressi che vengono progressivamente conseguiti. In questo articolo, riportato da Electronics, viene descritto un sistema adottato in America per effettuare esercitazioni di tiro, simulando il raggiungimento del bersaglio mediante emissione di raggi infrarossi. Il sistema ha in vantaggio di non essere affatto pericoloso per la truppa in fase di addestramento.

I vecchi metodi per simulare le battaglie agli effetti dell'addestramento delle truppe possono essere considerati aboliti. Attualmente, un raggio prodotto con un dispositivo ottico ed elettronico, a raggi infrarossi e a radio-frequenza, interrompe un fusibile disattivando così un'apparecchiatura: in questo modo è possibile simulare il raggiungimento del bersaglio, senza alcun danno né alle cose né alle persone.

L'addestramento delle truppe al combattimento, eseguito in modo realistico, risulta pericoloso e comporta notevoli spese. È accaduto più volte che — durante le esercitazioni — alcuni uomini siano rimasti feriti o addirittura uccisi in seguito al verificarsi di esplosioni durante gli stes-

si corsi di addestramento. Oltre a ciò, occorre considerare che il costo delle munizioni di cui si fa uso durante le manovre all'aperto, è assai elevato.

Tenendo fede al suo programma di misure di sicurezza, l'esercito americano adotta particolari apparecchiature che consentono di stabilire con un sistema elettronico, nel quale vengono sfruttati anche alcuni principi di ottica, se l'arma affidata alla recluta da addestrare ha colpito il bersaglio.

Mediante questo sistema di simulazione dell'impiego di un'arma da fuoco, è possibile ottenere una notevole flessibilità di funzionamento a tutto vantaggio dell'insegnamento della tattica di combattimento, con sicurezza e con notevole eco-



Fig. 1 - Il telescopio fotoelettrico a raggi infrarossi, montato nel cannone di un carro armato del tipo M-48. L'antenna radio ed il faro a raggi infrarossi, con i relativi accessori, sono montati sulla sommità della torretta.

nomia. Gli indicatori che permettono di stabilire se il bersaglio è stato raggiunto dal colpo che può essere definito « sintetico », colmano la lacuna che esisteva precedentemente tra le manovre tattiche di addestramento, ed un combattimento vero e proprio. I tipi di armi il cui funzionamento viene simulato mediante le apparecchiature di cui si è detto, sono il fucile M-14, i cannoncini senza rinculo da 90 e da 106 millimetri, nonché il cannoncino per carro armato da 90 millimetri (vedi — ad esempio — la fig. 1).

Questi dispositivi di simulazione non si dimostrano utili soltanto agli effetti della soluzione dei problemi relativi alla tecnica di addestramento, bensì anche agli effetti dello sviluppo e del perfezionamento delle tecniche di combattimento. Con tali attrezzature, è possibile valutare rapidamente e con una certa economia, nonché con esito assai efficace, la possibilità di spiegamento sia delle truppe che del materiale di cui esse sono dotate. Aggiungeremo infine che questa nuova tecnica si presta anche, con notevole vantaggio, in altre applicazioni.

Principio di funzionamento del sistema

Il funzionamento del sistema si basa sull'impiego di un collegamento a raggi infrarossi, caratterizzato da una limitatissima apertura del raggio (e ciò per simulare, ed eguagliare per quanto possibile, la precisione di mira di un'arma da fuoco), e di un collegamento a radiofrequenza, avente il compito di mettere in funzione l'impianto a raggi infrarossi.

Ciò che viene messo in maggiore evidenza nel presente articolo è costituito dai parametri che esercitano una certa influenza agli effetti delle caratteristiche del collegamento a raggi infrarossi, le quali caratteristiche stabiliscono le limitazioni dell'efficacia di massima dell'intero sistema.

Il principio di funzionamento può essere compreso osservando la fig. 2. Durante la prima fase (1), il carro armato spara un colpo (per così dire) quando l'addetto al pezzo tira il grilletto. In quell'istante accadono diverse cose. Innanzitutto viene messo in funzione automaticamente un trasmettitore funzionante a modulazione di frequenza (fase 2), il quale irradia un se-

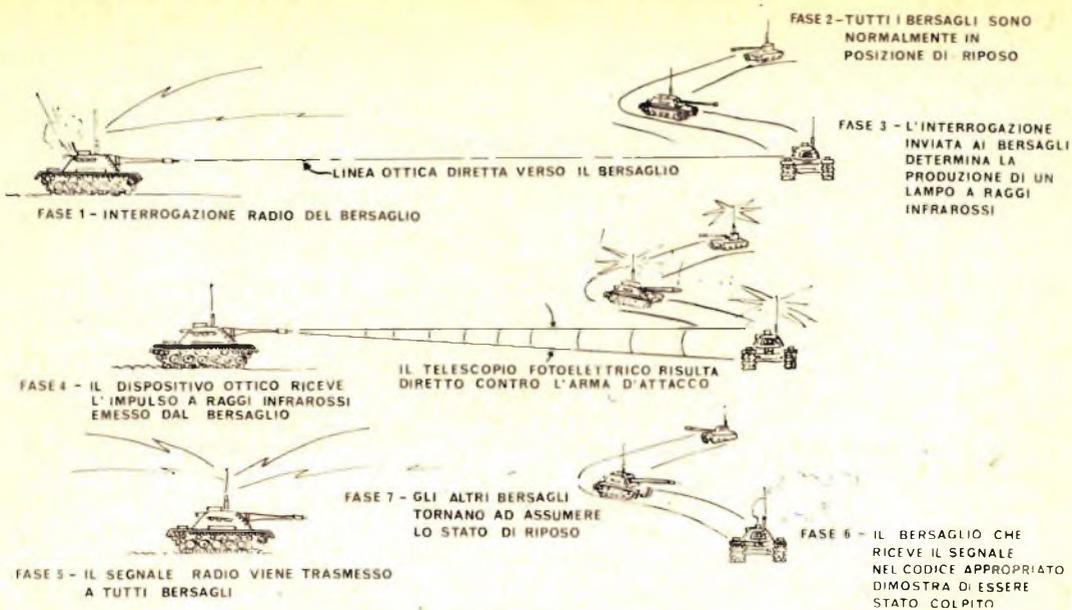
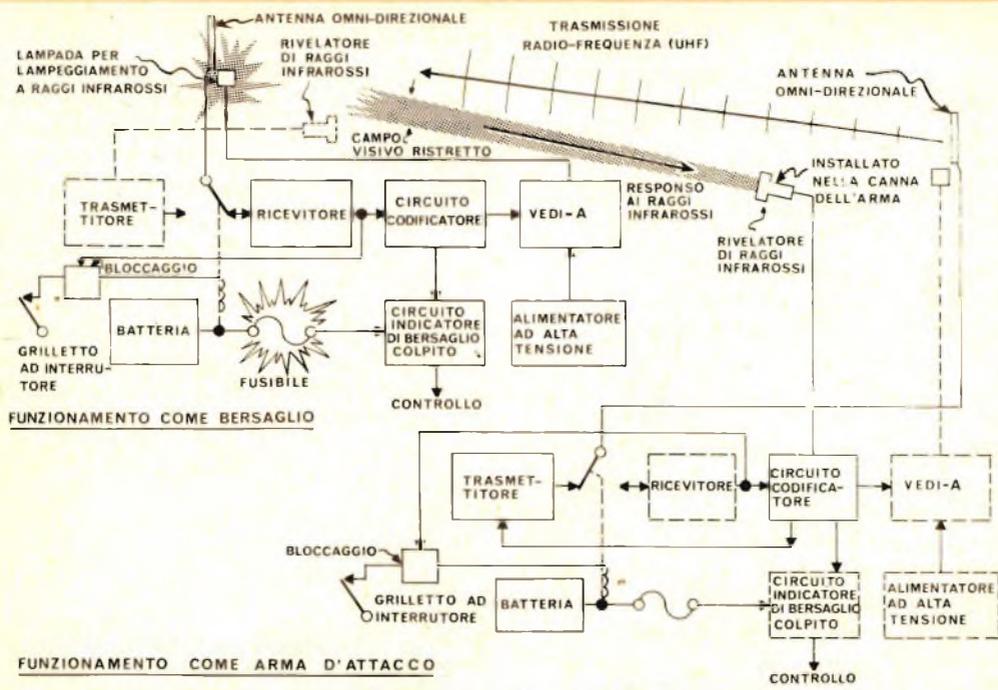


Fig. 2 - Il ciclo di funzionamento costituito dal passaggio tra arma di attacco e bersaglio, si basa sull'impiego di un collegamento a raggi infrarossi, in un raggio concentrato per simulare l'esattezza di mira dell'arma. Il collegamento a radio frequenza mette in funzione il collegamento a raggi infrarossi. Il fumo ed il suono di un'esplosione conferiscono all'esercitazione un maggior realismo.



- A) CIRCUITO A GRILLETTO PER LA PRODUZIONE DI LAMPI A RAGGI INFRAROSSI

Fig. 3 - Funzionamento come bersaglio o arma di attacco, nel sistema semplificato dell'indicatore di raggiungimento del bersaglio. Premendo il grilletto si mette in funzionamento il trasmettitore dell'arma, il quale viene automaticamente collegato all'antenna relativa. L'arma del bersaglio viene bloccata in modo da non poter più prendere l'iniziativa. Un segnale a radio-frequenza determina l'interruzione di un fusibile che blocca il funzionamento del cannone.

gnale in tutte le direzioni, che viene ricevuto da tutti i bersagli potenziali (susceptibili cioè di assumere tale ruolo) presenti nella zona. La ricezione di questi segnali a onde persistenti fa sì che i suddetti bersagli potenziali passino automaticamente dallo stato di inattività (riposo) alle condizioni di predisposizione a partecipare al combattimento. In tali condizioni (che perdurano per circa mezzo secondo) i circuiti di bersaglio del carro armato sono bloccati; in altre parole, l'addetto al pezzo non può far sparare il cannoncino.

Successivamente, viene irradiato dal carro armato che spara sul bersaglio un impulso cosiddetto di « interrogazione » avente la durata di 250 microsecondi, il quale impulso mette automaticamente in funzione un contatore in ciascuno dei possibili bersagli.

Nella fase (3), ciascun bersaglio produce un impulso omnidirezionale a raggi infrarossi, non appena il relativo contatore raggiunge un numero in codice prestabilito (precisiamo che ogni bersaglio è caratterizzato da un diverso numero di codice). Durante la fase (4), un impulso del bersaglio preso di mira, viene ricevuto dal dispositivo sensibile ottico di cui è dotato il carro armato dal quale è partito il « colpo ».

Dopo la sequenza citata, l'arma elettronica produce un secondo impulso a radiofrequenza, corrispondente al conteggio di una unità o a 500 microsecondi, dopo aver ricevuto l'impulso a raggi infrarossi proveniente dal suo bersaglio. (Tutti i bersagli ricevono il secondo impulso, ma ad esso risponde esclusivamente il bersaglio il cui numero in codice è esatto).

Nella fase (6), quando la trasmissione a radio-frequenza è tale da corrispondere ad un determinato bersaglio, vengono automaticamente messi in funzione dei dispositivi che producono rumore e fumo, per indicare che il bersaglio è stato colpito, dopo di che l'arma presente sul bersaglio stesso resta bloccata, ed il suo impianto di bordo viene disattivato.

Tutti gli altri bersagli e l'arma che ha sparato poco prima il colpo efficace tornano quindi ad assumere le condizioni di stasi, finché uno dei carri armati emette nuovamente il primo impulso in seguito all'azione sull'apposito grilletto, per colpire un altro bersaglio. Da questo punto inizia un nuovo ciclo.

Impianto basilare

La fig. 3 illustra l'impianto basilare. Tutte le unità sono normalmente in condizioni di stasi, con i ricevitori collegati all'antenna. Non appena un grilletto viene tirato, viene messo in funzione e collegato all'antenna il trasmettitore che rappresenta l'arma del carro da cui parte il colpo. Il relé dell'antenna del bersaglio viene in tal modo bloccato, per cui l'unità presa di mira non può più a sua volta prendere l'iniziativa.

I dispositivi che avvertono quando il colpo ha raggiunto il bersaglio sono stati realizzati con circuiti a codice che sono in grado di governare più di 100 dispositivi presenti nella zona. L'intera sequenza delle operazioni può essere completata in mezzo secondo o in un tempo anche minore, a seconda del numero di codici di identificazione incorporati nell'intero sistema.

Quando un colpo costituito da un impulso del raggio ottico-elettronico ha raggiunto il bersaglio, all'interno di quest'ultimo si interrompe automaticamente un fusibile, il che disinserisce l'apparecchiatura installata a bordo, e determina quindi una indicazione permanente che il bersaglio è stato colpito.

La maggior parte dei circuiti solidi impiegati nei suddetti impianti vengono sagomati in modo particolare, con speciale riguardo alla sicurezza di funzionamento ed al minimo consumo di energia. Quest'ultima prerogativa è necessaria in quanto tutti gli apparecchi funzionano con alimentazione a batteria.

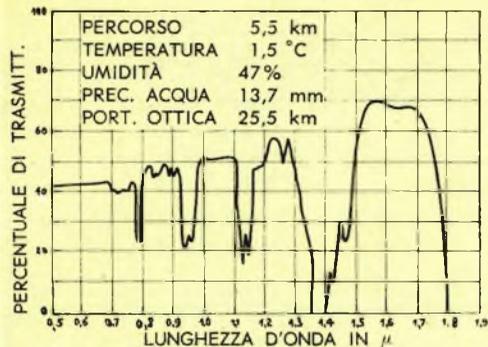


Fig. 4 - L'assorbimento da parte dell'anidride carbonica e dell'acqua è ridotto negli avvallamenti della curva, ossia nelle zone spettrali a bassa attenuazione. I suddetti avvallamenti vengono sfruttati per la trasmissione a raggi infrarossi su percorsi di oltre 2.000 metri.

Collegamento a raggi infrarossi

La maggiore difficoltà è stata riscontrata agli effetti della progettazione del sistema di collegamento a raggi infrarossi. L'efficacia del sistema dipende direttamente dalla sicurezza di funzionamento del dispositivo che provvede a trasmettere il fascio di raggi infrarossi, nonchè dal mantenimento di un campo di vista ottico più o meno equivalente alla superficie vulnerabile del bersaglio. La massima portata di efficacia dell'arma simulata varia da 500 metri per il fucile M-14, a 2.000 metri per il cannoncino da carro armato da 90 millimetri.

Lo spettro di frequenza prossimo alla gamma di raggi infrarossi e compreso tra le lunghezze d'onda di 0,7 e di 1,7 micron è stato scelto per il funzionamento dei dispositivi di indicazione dei colpi subiti. Diversi fattori sono stati determinanti agli effetti di questa scelta. Innanzitutto questa gamma non è di uso molto diffuso, per cui esistono scarse probabilità che gli impianti usati per l'addestramento militare interferiscano con il funzionamento di altri impianti. Oltre a ciò, per tali frequenze, è possibile realizzare dei dispositivi di ri-

velazione assai sensibili ed a responso rapido, funzionanti al germanio o al silicio. Un altro motivo risiede nel fatto che le sorgenti di fasci di luce a raggi infrarossi, come ad esempio le lampade a xeno, sono comunemente reperibili, e sono in grado di produrre impulsi di breve durata (il funzionamento dell'apparecchiatura ad impulsi riduce notevolmente gli effetti nocivi delle radiazioni ambientali provenienti dal sole e da altre sorgenti).

Trasmissione a raggi infrarossi

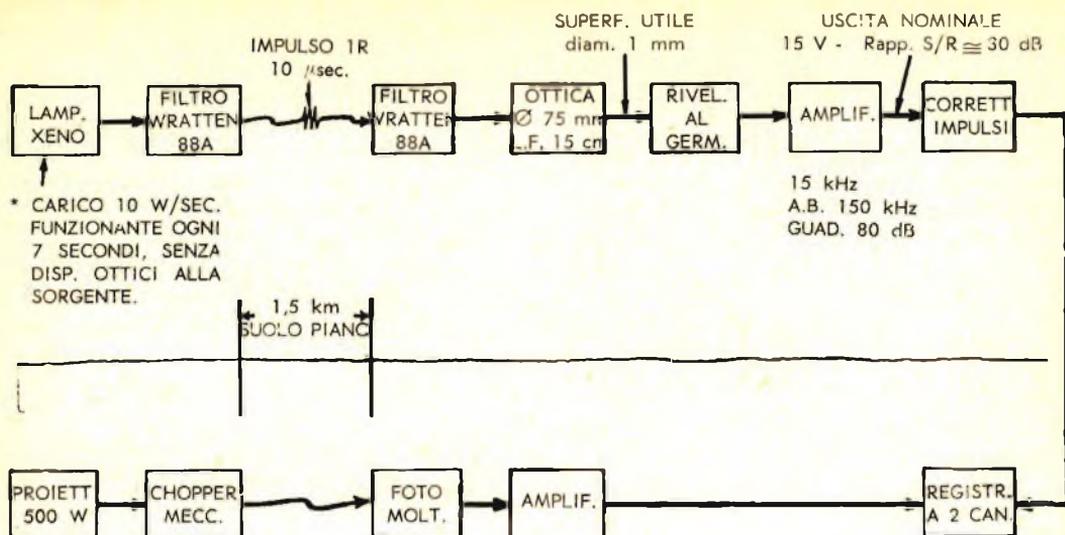
La trasmissione di fasci di raggi infrarossi a distanza di oltre 2.000 metri comporta nuovi e preoccupanti problemi, dipendenti principalmente dalle condizioni atmosferiche. La nebbia, la foschia, il vapore acqueo, la polvere, il vento e le condizioni termiche ambientali esercitano una notevole influenza agli effetti della trasmissione di energia a raggi infrarossi.

Una valutazione abbastanza approssimata dell'attenuazione dovuta all'atmosfera è possibile usando la seguente formula:

$$P_R = P_T \frac{e^{-\sigma R}}{R^2}$$

nella quale P_R rappresenta l'ammontare della potenza del segnale ricevuto, P_T la potenza del segnale trasmesso, R la portata, e σ il valore costante dell'attenuazione (precisiamo però che l'eguaglianza enunciata non è applicabile per il funzionamento del « laser » a raggio stretto nello spettro di frequenze considerato).

Il simbolo $e^{-\sigma R}$ costituisce un'approssimazione al valore dell'attenuazione media dovuta ai fattori citati. Il fattore σ può variare entro un rapporto di 1.000 a 1 per una determinata condizione atmosferica, ad eccezione della nebbia densa. Oltre a ciò, la formula di cui sopra non tiene conto delle sorgenti di luce monocroma, ma è valida soltanto nei confronti della regione integrata dello spettro luminoso comprendente le lunghezze d'onda della luce visibile e prossime alla gamma dei raggi infrarossi.



* NOTA: Usando una lampada « Edgerton, Germanhausen e Grier luc. » FX 48, con un carico di 2 W al secondo, l'amplificatore fornisce un'uscita di 3 V.

Fig. 5 - La misura degli impulsi di luce provenienti da lampade ad arco allo xeno su di una lunghezza di oltre 1,5 km, denota una fluttuazione media compresa tra rapporti da 3 a 1 e da 6 a 1. La sorgente dello xeno viene usata per ottenere questi dati sperimentali, e viene confrontata con una lampada tipica a filamento di tungsteno da 500 watt.

La fig. 4 è un grafico cartesiano che mette in evidenza l'attenuazione imputabile alle condizioni atmosferiche in riferimento al suddetto spettro. L'atmosfera non è altro che un gas che può essere considerato omogeneo, avente una distribuzione nello spazio tale da costituire una massa. I punti in cui l'attenuazione assume valori assai elevati sono dovuti all'assorbimento da parte dell'anidride carbonica e del vapor d'acqua presenti nell'atmosfera, e variano col variare della posizione a seconda che la direzione di propagazione sia parallela alla superficie del suolo, oppure inclinata rispetto ad essa.

Risulta pertanto indispensabile far funzionare l'impianto in corrispondenza di uno degli avvallamenti della curva illustrata nel grafico (ossia nelle zone dello spettro in cui si ha la minima attenuazione), oppure far sì che l'impianto funzioni su di uno spettro comprendente un'ampia

gamma di lunghezze d'onda, al fine di tener conto — e quindi di effettuare una certa compensazione — delle perdite di cui si è detto.

I fattori di importanza secondaria, che sono stati trascurati nella formula citata, sono comunemente noti col nome di « bagliori atmosferici », « scintillii » o « ebollizioni dell'aria ». Essi hanno effetti del tutto simili a quelli che si osservano normalmente quando si guardano le stelle, oppure quando si osserva un oggetto posto ad una certa distanza, facendo passare lo sguardo al di sopra di una strada avente una temperatura assai elevata.

La misura dei raggi infrarossi

I rilevamenti eseguiti con luce ad impulsi prodotta mediante lampade a xeno, lungo percorsi di circa 1,6 chilometri, con

sorgenti da 25 millimetri di diametro e con organi di ricezione (sensibili ai raggi infrarossi) del diametro di circa 75 millimetri, hanno dimostrato che è possibile riscontrare delle fluttuazioni variabili entro rapporti da 3 a 1 e da 6 a 1, il che risulta relativamente concorde con i metodi classici. La fig. 5 illustra la disposizione delle apparecchiature che è stata adottata per ottenere i dati enunciati.

La maggior parte delle variazioni di intensità del segnale è dovuta dunque all'attenuazione esercitata dall'atmosfera, tuttavia occorre considerare anche la leggera rifrazione dovuta all'alternarsi di masse di aria aventi diverse caratteristiche di densità, di umidità e di composizione, la quale rifrazione contribuisce anch'essa a determinare in parte l'effetto di attenuazione.

Le apparecchiature di rivelazione che forniscono l'indicazione di raggiungimento del bersaglio sono elaborate in modo tale da adattarsi alle suddette fluttuazioni dell'intensità del segnale mediante la cui irradiazione viene effettuato il collegamento a raggi infrarossi.

L'arco della lampada a xeno funzionante ad impulsi può avere una durata estremamente breve, compresa cioè tra 5 e 25 microsecondi. Con impulsi di così breve durata, il problema dovuto alla difficoltà di distinguere il segnale utile dall'irradiazione risulta virtualmente risolto.

La modulazione a frequenza bassa, dovuta ai movimenti del ricevitore, al soffio del vento tra gli alberi, o al movimento delle zone d'ombra determinate dalle nuvole, può essere facilmente filtrata in sede di ricezione, senza peraltro alterare minimamente l'intelligibilità del segnale.

Il consumo di energia da parte del dispositivo che produce ed irradia il segnale a raggi infrarossi è basso, in quanto il condensatore che immagazzina l'energia necessaria, una volta caricato, implica soltanto la presenza di correnti inerti. Il risparmio di consumo di energia che si ottiene rispetto ad un impulso tipico non funzionante a raggi infrarossi è illustrato alla citata fig. 5.

Per gli impianti destinati al funzionamento continuo del generatore di impulsi a raggi infrarossi, può essere usata una sorgente di energia di alimentazione in grado di erogare una potenza media approssimativa di 30 watt, per una portata di oltre 3 chilometri, e con un consumo medio di 0,5 watt in stato di riposo (ossia durante i periodi in cui non vengono trasmessi impulsi a raggi infrarossi). Per ottenere le medesime prestazioni, con una portata analoga, sarebbe necessario adottare lampade a filamento di tungsteno aventi una potenza compresa tra 40 e 500 watt, ed inoltre occorrerebbe disporre dell'energia necessaria per animare il dispositivo meccanico di modulazione.

Le lampade a xeno presentano uno spettro avente un andamento particolare e continuo, che presenta un picco in corrispondenza della lunghezza d'onda di 1 micron, così come si può osservare alla fig. 6A. Questo tipo di lampada non emette luce avente lunghezza d'onda compresa nella regione percepibile dall'occhio umano. Inoltre, dal momento che la parte visibile non è necessaria, si ricorre all'impiego di filtri come — ad esempio — il tipo « Wratten 88A ».

Rivelatori

L'ampiezza dello spettro di frequenze, e la brevità degli impulsi implicano la necessità che il dispositivo sensibile usato per percepire gli impulsi irradiati, abbia un'ampiezza di banda sufficiente per rispondere adeguatamente ad impulsi aventi una durata compresa tra 5 e 25 microsecondi, ed un responso spettrale corrispondente alle caratteristiche di uscita della lampada a xeno. Le figure 6A e 6B illustrano graficamente le caratteristiche di due tipi di rivelatori.

Il silicio, il quale è caratterizzato da una costante di tempo notevolmente più lunga di quella del germanio, può funzionare fino a lunghezze d'onda dell'ordine di 1,1 micron. Nei confronti del tutto particolare. La sua sensibilità nei confronti delle correnti

alternate a frequenza bassa, assai più elevata di quella del germanio, dipende dall'ammontare dell'irradiazione ambientale (in corrente continua) proveniente dal sole e da altre sorgenti, il che è spesso causa di saturazione in un rivelatore al silicio. Ciò accade in modo particolarmente pronunciato nei dispositivi di ricezione aventi un ampio angolo (da un grado in su).

Il germanio costituisce il compromesso più soddisfacente. Esso presenta infatti il maggior rendimento e la migliore sensibilità nella regione considerata, e funziona fino a lunghezze d'onda dell'ordine di 1,7 micron, prima di comportarsi, rispetto ai raggi infrarossi, come un corpo trasparente. Oltre a ciò, il tempo di responso è maggiormente soddisfacente in rapporto alla sorgente della luce ad impulsi.

Per contro, il problema maggiormente rilevante relativo al germanio consiste nel produrre elementi sensibili di grande superficie (aventi cioè un diametro maggiore di 1,2 millimetri), e ciò in quanto i processi di fabbricazione non presentano la medesima facilità di lavorazione che si riscontra invece nei confronti del silicio, per il quale è possibile usare i procedimenti tecnici epitassiali. Le giunzioni a lega, normalmente adottate col germanio, determinano la produzione di rivelatori che non presentano una sensibilità costante per tutta la zona attiva.

Dal momento che la trasmissione mediante lampade allo xeno si verifica in direzione rettilinea (ossia a portata ottica), nella regione dei raggi infrarossi, il dispositivo di ricezione deve soltanto essere caratterizzato da un « campo di vista ». Agli effetti pratici, il trasmettitore o il bersaglio possono essere disposti a breve distanza tra loro, e — dopo aver provveduto ad un'accurata regolazione della direzione dei raggi — non si verificherà alcuna interferenza tra i due in corrispondenza del ricevitore.

L'amplificazione video del segnale a raggi infrarossi ricevuto è lineare. Il responso alle frequenze basse non deve estendersi oltre i 5 kHz, per consentire la ricezione degli impulsi irradiati a raggi infrarossi.

Questo particolare elimina la modulazione dovuta all'irradiazione ambiente e precedentemente citata, come pure il rumore a frequenza bassa tipico dei transistori. Le misure effettuate hanno dimostrato che la modulazione dovuta ai fenomeni di scintillazione e di vibrazione del ricevitore sussiste per frequenze al di sotto di 1.000 Hz.

Collegamento radio a Modulazione di Frequenza

Per completare questi impianti di segnalazione dei colpi che raggiungono il bersaglio, sono stati usati due tipi di collegamenti a radio frequenza. Le onde radio ad impulsi e a Modulazione di Frequenza sono state usate nei primi esemplari, con frequenze dell'ordine di 230 MHz. Per le caratteristiche del funzionamento dell'impianto descritte all'inizio, si usa appunto questo impianto a Modulazione di Frequenza.

La potenza di uscita del trasmettitore è di 2 watt, mentre la sensibilità del ricevitore è di 2 millivolt, con una ampiezza di banda totale di 40 kHz. L'impulso trasmesso (di interrogazione e di risposta ai raggi infrarossi) ha una lunghezza di 250 microsecondi. Dal momento che la trasmissione è a-periodica, la portante viene sintonizzata su di una frequenza inferiore di circa 6 kHz rispetto alla frequenza centrale, e viene spostata di +12 kHz, nell'istante in cui viene trasmesso l'impulso. La parte restante inutilizzata dell'ampiezza di banda è necessaria per compensare la deriva di frequenza dell'oscillatore sia nel trasmettitore che nel ricevitore.

Collegamento a radio frequenza con Modulazione a « posizione di impulso »

L'ultima versione del dispositivo impiega un sistema funzionante con modulazione a posizione di impulso, con una frequenza di 140 MHz. Si ottiene così un funzionamento più soddisfacente che non col sistema a Modulazione di Frequenza. Il trasmettitore ed il ricevitore sono caratte-

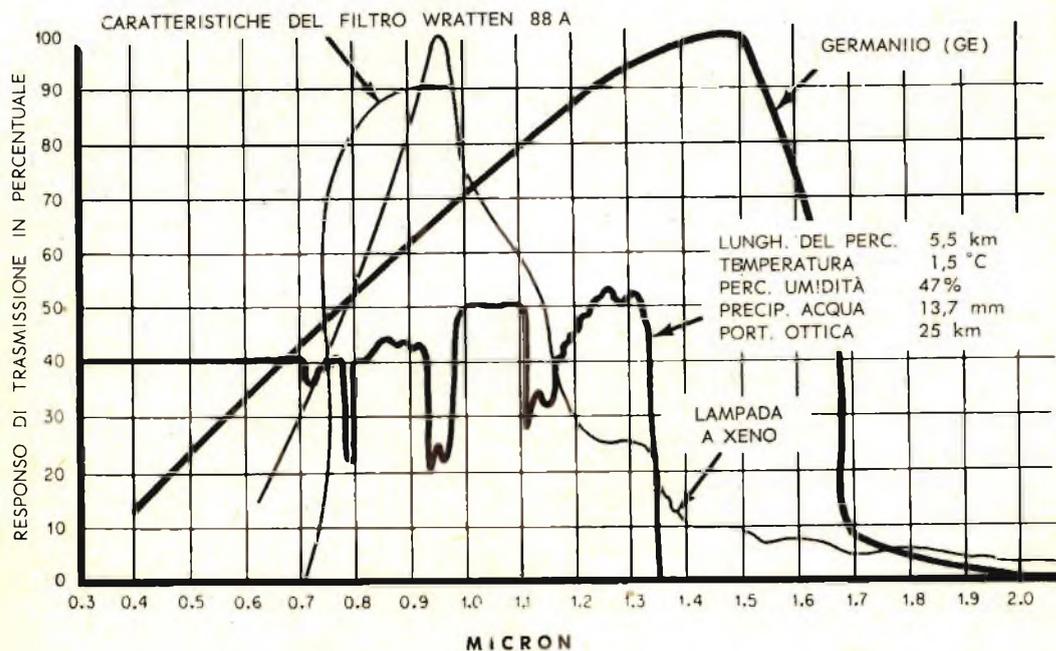
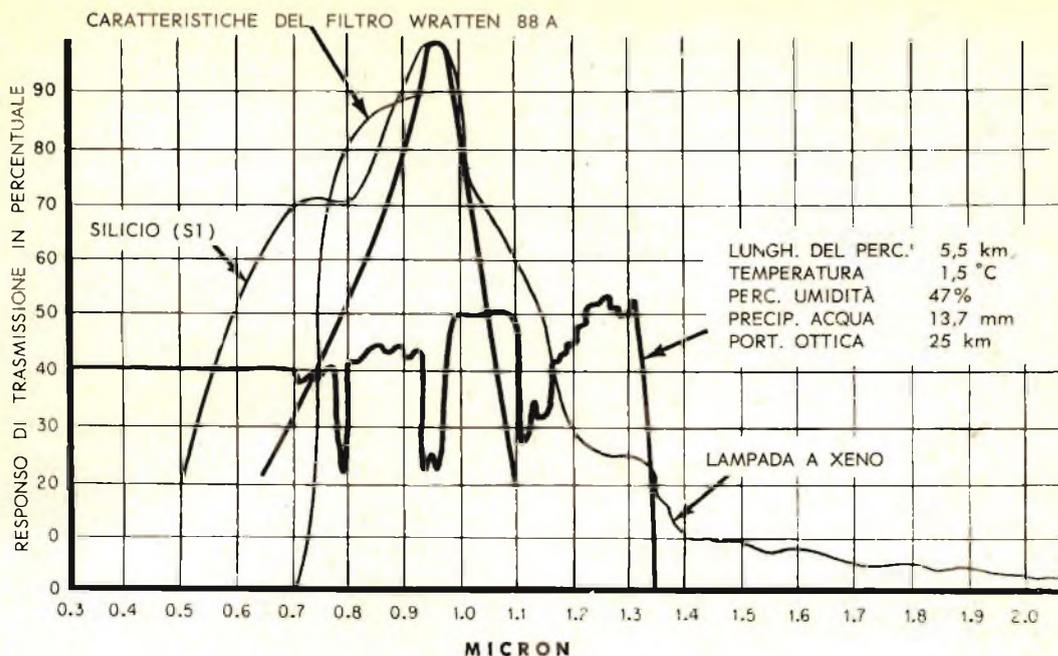


Fig. 6 - Grafici illustranti il confronto tra un rivelatore al silicio (A) ed un rivelatore al germanio (B), per raggi infrarossi prodotti da una lampada allo xeno. La combinazione tra la linea caratteristica della lampada allo xeno e lo spettro continuo determina un picco in corrispondenza della lunghezza d'onda di 1 micron per il silicio, e di 0,95 micron per il germanio. Quest'ultimo rappresenta la scelta migliore.

rizzati da una sensibilità di 2 millivolt per un'ampiezza di banda di 20 kHz. Anche in questo caso, si fa uso di un impulso della durata di 250 microsecondi per trasmettere il segnale di inizio, di interrogazione, e gli impulsi di risposta a raggi infrarossi. In questo sistema è necessario un ulteriore impulso di inizio per far sì che una unità assuma le condizioni di funzionamento come bersaglio, mentre — nel sistema a modulazione di frequenza — ciò risultava dal disattivamento del ricevitore funzionante con segnale ad onde persistenti.

Antenne

Vengono usate semplici antenne a dipolo in quarto d'onda, oppure del tipo coassiale a mezza onda. Una delle difficoltà agli effetti dell'M-14 e degli altri dispositivi che devono essere portati indosso da una persona, consisteva nella necessità di conferire alle antenne le minime dimensioni possibili, e la massima robustezza: in altre parole, il tipo più adatto era il dipolo in quarto d'onda. Gli impianti montati invece su veicoli potevano usare indifferentemente sia i tipi di antenne a dipolo in quarto d'onda, sia i tipi coassiali a mezza onda.

Applicazioni

La figura 1, nella quale si osserva un carro armato del tipo M-48 illustra un sistema avvisatore installato nel cannone da 90 millimetri. Questa stessa apparecchiatura può essere montata senza alcuna modifica anche sul carro armato tipo M-60. L'antenna radio ed il faro a raggi infrarossi sono installati visibilmente sulla torretta.

All'interno della canna del cannone si trova il dispositivo di arma-bersaglio, contenente il radio-rice-trasmettitore, il complesso di alimentazione, ed i circuiti di codificazione. In questa stessa unità è contenuto anche il telescopio fotoelettrico a raggi infrarossi, che si osserva all'estremità della bocca dell'arma.

L'indicatore per fucile M-14, del tipo usato dalle truppe di fanteria, permette alla recluta che viene addestrata di sparare colpi su bersagli mobili in combattimenti simulati, e con una portata che si estende fino a 500 metri. Un telescopio fotoelettrico montato sul fucile, il dispositivo elettronico contenuto in un apposito astuccio fissato alla cintura della recluta, ed il complesso antenna/faro montato sull'elmetto, conferiscono al soldato la possibilità di agire sia come bersaglio che come arma di attacco (vedi fig. 7).



Fig. 7 - Il telescopio foto-elettrico è applicato al fucile della recluta da addestrare, e consente una portata di 500 metri. Il complesso costituito dall'antenna in quarto d'onda e dal faro è installato sull'elmetto.

Il sistema descritto è stato usato per le esercitazioni nei combattimenti simulati « da terra a terra ». L'intero principio si presta tuttavia all'impiego anche per esercitazioni di combattimenti del tipo « terra-aria » ed « aria-terra ». Infatti, non solo risulta possibile simulare diversi tipi di armi d'attacco, ma la tecnica può essere applicata anche ai sistemi di radio-fari, nei casi in cui risulti necessario localizzare — e possibilmente identificare — la posizione a terra di un bersaglio, per un'azione di bombardamento dall'alto.

AMPLIFICATORE DI CORRENTE E DI TENSIONE

PERCHÈ È NECESSARIO UN CARICO ANODICO

PERCHÈ È NECESSARIO L'ADATTAMENTO DI IMPEDENZA

Iniziamo in questa rubrica, un ripasso generale delle nozioni che abbiamo imparato sui banchi di scuola ma che purtroppo molti di noi hanno dimenticato. Questo non vuole essere il solito corso di elettronica. Noi sceglieremo di quando in quando quei concetti che la quotidiana « routine » di lavoro nel laboratorio di progetto o di servizio ci costringe a rispolverare per il disbrigo del nostro normale lavoro. Questa pertanto vuole essere una rubrica « viva e vitale ».

Una delle funzioni più importanti che è chiamato ad assolvere un circuito elettronico è l'**amplificazione**. Infatti, se esso non potesse effettuare questa funzione, molte altre altrettanto importanti non potrebbero essere compiute. Per esempio, non potremmo avere oscillatori per la produzione di onde sinusoidali, quadrate, ad impulsi, ecc... Pertanto volendo studiare tutte le proprietà di un circuito elettronico, bisognerà per forza cominciare dall'amplificatore; e sarà quindi buona cosa cercare di **classificare** innanzitutto la grande famiglia degli amplificatori.

Il cuore di qualsiasi amplificatore è la valvola o il transistor. Noi, in questa rivista, abbiamo già studiato le curve caratteristiche statiche di questi due importanti dispositivi amplificatori ed abbiamo anche fatto conoscenza con i circuiti capaci di rilevarle. Vediamo, ora un po', come bisogna **modificare** questi circuiti al fine di trasformarli in circuiti amplificatori. Per semplicità incominciamo dal triodo.

Necessità di una impedenza di carico.

In fig. 1a riportiamo il circuito fondamentale che abbiamo usato per determinare le curve caratteristiche statiche di un triodo. Per esempio, per tracciare **la curva caratteristica mutua**, abbiamo mantenuto fisso il valore della tensione di alimentazione dell'anodo (E_{bb}); e abbiamo invece variato, per gradi, la tensione di alimentazione della griglia (E_{cc}) partendo dal va-

lore zero fino ad un certo valore negativo; ad ogni nuovo valore che noi assegnavamo alla tensione di griglia notavamo il corrispondente valore assunto dalla corrente anodica (I_b). Durante queste operazioni che cosa succedeva alla tensione presente sull'anodo (E_b)? Variava forse? Non poteva variare perché l'anodo era collegato **direttamente** al morsetto positivo della batteria che, per presupposto, manteneva sempre la stessa tensione.

Supponiamo, ora, di dover amplificare un debole segnale (E_g) a forma sinusoidale; lo possiamo inserire **in serie** alla tensione di alimentazione della griglia (fig. 1b). Il valore complessivo della tensione applicata alla griglia (e_c) sarà, in qualsiasi istante, la somma della tensione continua (E_{cc}) con la tensione variabile del segnale ($e_g = E_{gm} \sin(\omega t)$) e cioè:

$$e_c = E_{cc} + e_g \quad (1)$$

La tensione istantanea applicata alla griglia varierà quindi rispetto al valore primitivo (E_{cc}) fino ad un **massimo negativo** in corrispondenza del valore massimo della semionda negativa del segnale applicato e fino ad un minimo negativo in corrispondenza del valore massimo della semionda positiva del segnale stesso. Ciò è indicato chiaramente in fig. 2 (abbiamo usato un segnale il cui valore massimo è inferiore alla tensione negativa di alimentazione della griglia E_{cc}).

L'inserimento di questo segnale nella tensione fissa di polarizzazione di griglia

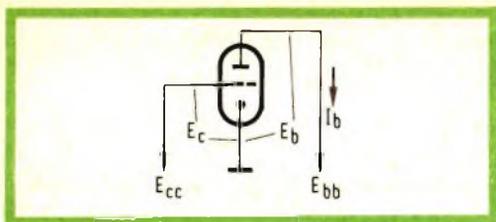


Fig. 1a - Circuito fondamentale per il rilievo delle curve caratteristiche statiche di un triodo.

produrrà una variazione della corrente anodica. In particolare, la corrente anodica **diminuirà** quando il valore istantaneo della tensione della griglia diventa **più negativo**, e viceversa, **aumenterà** quando il valore istantaneo della tensione applicata alla griglia diventa **meno negativo**.

Siccome l'anodo è collegato **direttamente** all'alimentazione la cui tensione, abbiamo visto, rimane inalterata, anche la tensione presente sull'anodo (E_b) non cambierà di valore durante tutte queste variazioni. Ma allora, abbiamo forse ottenuto un'amplificazione del segnale? No, assolutamente. È variata soltanto la corrente anodica. **Però, se facciamo scorrere questa corrente in una impedenza collegata in serie al circuito anodico, avremo ai terminali della medesima una tensione IZ ; ora, siccome la corrente varia al variare del segnale, anche la tensione IZ varierà al variare del segnale, e quindi ne sarà una « replica esatta ».** Dimensionando opportunamente l'impedenza, si può fare in modo che questa tensione « replica » IZ sia **superiore** alla tensione alternata applicata alla griglia. Soltanto ora questo circuito funziona da amplificatore, e lo vediamo in fig. 3. Non è un circuito pratico questo. È ovvio! Ma ci insegna molto chiaramente **perché è necessaria un'impedenza di carico.** Quest'ultima

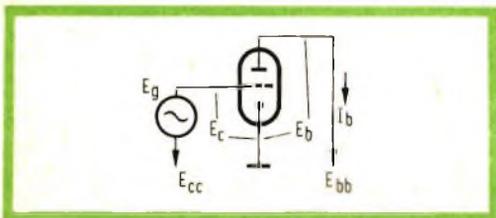


Fig. 1b - Come in fig. 1a con l'inserzione di un segnale nel circuito di griglia.

può essere un resistore, una bobina, un trasformatore, od altro. Anzi un sistema di classificazione dei vari tipi di amplificatori è basato proprio sul tipo di impedenza usato. Ma questo lo vedremo più avanti.

Amplificatori di tensione e amplificatori di potenza

Gli amplificatori si possono dividere in due grandi gruppi; amplificatori di tensione e amplificatori di potenza. Lo scopo finale di un amplificatore è quello di **azionare qualche dispositivo**. Diamone alcuni esempi: 1) azionare un altoparlante; 2) spostare da sinistra a destra e dall'alto verso il basso il fascetto di elettroni in un cinescopio; 3) azionare un relé, ecc...

Si potrebbero citare ancora centinaia di impieghi; tutti comunque hanno questo in comune: richiedono della potenza in modo da azionare il dispositivo terminale che forma il carico. Questa potenza può essere fornita da un **amplificatore di potenza**. Per avere elevati livelli di potenza è necessario che nella valvola finale si producano ampie variazioni di corrente, le quali possono verificarsi **solo** se il segnale applicato in griglia (e_c) ha anch'esso ampie variazioni. Ciò non significa altro che poter disporre all'ingresso dell'amplificatore finale di un segnale pilota (E_g) di notevole ampiezza. In molti casi, però, la sorgente del segnale non può produrre che tensioni di valore estremamente basso.

Per esempio, il segnale che può fornire un'antenna TV ha un livello di appena pochi microvolt (μV); oppure quello ricavato ai morsetti di uscita di un microfono oppure infine il segnale-errore ricavato da un ponte di misura ecc.; tutte queste tensioni hanno valori estremamente bassi.

E allora intervengono gli amplificatori di tensioni che « portano » questi bassi livelli di tensione a valori elevati quanto si vuole o per lo meno in grado di « pilotare » efficacemente gli amplificatori di potenza.

In molti casi sono necessari molti stadi amplificatori di tensione. Che cosa si desidera da un amplificatore di tensione? Avere alla sua uscita il valore più elevato

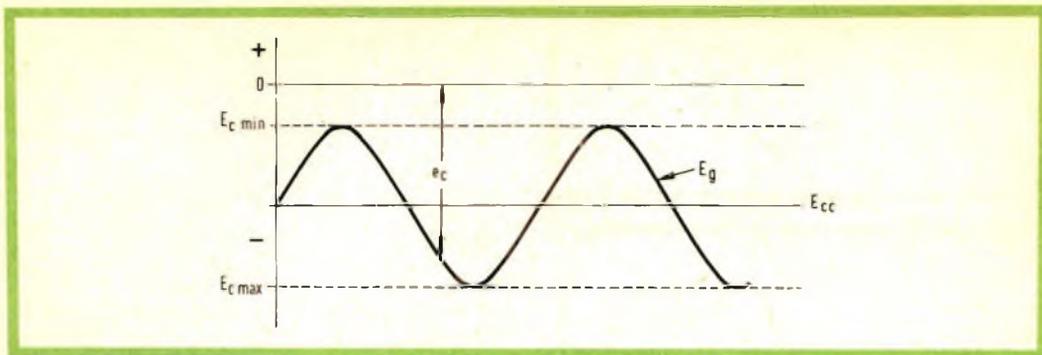


Fig. 2 - Effetto dell'amplificazione di una tensione sinusoidale sul valore istantaneo della tensione applicata sulla griglia.

possibile di tensione per un dato valore di tensione applicata all'ingresso. (Vedremo, però, che purtroppo ci sono delle limitazioni a questo ambizioso desiderio). Comunque, solo in questo modo noi realizzeremo il massimo guadagno di tensione.

La potenza eventualmente sviluppata nel circuito di uscita di un amplificatore di tensione non ha importanza. Il contrario naturalmente vale per un amplificatore di potenza, dove, invece il guadagno di tensione non interessa; interessa invece ottenere la massima potenza di uscita per un dato segnale applicato all'ingresso.

Condizioni per ottenere la massima potenza o la massima tensione d'uscita

In fig. 3 abbiamo visto che se vogliamo che la valvola (o il transistor amplifichi) bisogna inserire nel suo circuito anodico (o di collettore) un'impedenza di carico. Effettivamente è il valore di questa impedenza di carico che regola il guadagno o la potenza d'uscita dell'amplificatore. Abbiamo visto che quando l'impedenza è zero (fig. 1a) l'uscita è pure zero. Ma questo, vuole forse dire che se l'impedenza assume un valore infinito abbiamo la massima uscita? Prima di rispondere a questa interessante domanda, abbiamo studiato l'andamento della tensione e della potenza « di uscita » di un circuito formato da una resistenza di carico, collegata ai morsetti di una batteria che abbia una data resistenza interna, quando alla resistenza assegnamo differenti valori.

Vediamo meglio con un problema.

Esempio

Una sorgente di tensione continua ha una f.e.m. di 600 V e una resistenza interna di 1000 Ω .

Trovare la tensione agli estremi della resistenza e la potenza in essa dissipata quando alla stessa si assegnano valori da 0 a 20.000 Ω . Tracciare il diagramma che indichi l'andamento della tensione e della potenza di uscita in funzione dei vari valori dati alla resistenza

Soluzione

- 1) Per ogni valore assegnato alla resistenza di carico (R_L), il valore della resistenza complessiva (R_T) sarà uguale a $R_L + 1000$ (resistenza interna).
- 2) Il valore della corrente (I) nel circuito sarà: E/R_T (dove $E = 600$ V).
- 3) La tensione agli estremi della resistenza di carico (R_L) o tensione di uscita (E_O) sarà: IR_L .
- 4) La potenza di uscita (W_O) sarà I^2R_L (oppure $E_O I$, oppure E_O^2/R_L).
- 5) In base a queste relazioni mettiamo in tabella « le risposte » ai vari valori assegnati a R_L .
- 6) In fig. 4 riporteremo le curve indicanti l'andamento della tensione e della potenza in funzione dei vari valori assegnati alla resistenza di carico (R_L).

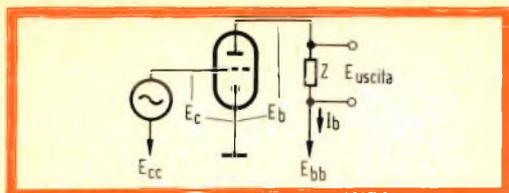


Fig. 3 - Come in fig. 1b ma con l'inserzione di una impedenza di carico (Z).

Dalla tabella 1 e dai grafici della fig. 4 si possono tirare le seguenti conclusioni:

a) la tensione (E_{uscita}) presente ai terminali del resistore R_L non raggiunge mai il valore della tensione presente ai morsetti della batteria; e ciò anche quando R_L ha il suo massimo valore. Per esempio, quando $R_L = 99.000 \Omega$, $R_T = 100.000 \Omega$, $I = 6 \text{ mA}$; E_{uscita} ha però il valore di 594 V! In generale possiamo però affermare che quanto più grande è il valore di R_L tanto più grande sarà la tensione presente ai suoi terminali.

b) Si noti però che via via che il valore di R_L aumenta, l'aumento della tensione ai suoi terminali diventa sempre più piccola (la curva cioè assume un andamento **asintotico**). Con un valore di $R_L = 19.000 \Omega$ noi siamo 30 V (5%) lontani dal valore massimo possibile (600 V). Anche con $R_L = 99.000 \Omega$ noi siamo ancora 24 V (1% circa) lontani dal valore massimo. Un aumento notevole di R_L (da 19.000 a 99.000) (cioè del 500%) produce quindi solo un aumento insignificante (4%) della tensione di uscita.

c) Osserviamo ora invece la curva che indica la potenza dissipata nel resistore di

carico R_L . Vediamo, per esempio, che tale curva raggiunge il suo massimo (90 W) quando $R_L = 1000 \Omega$.

Prima e dopo questo valore del resistore di carico la potenza dissipata **diminuisce**. Attenzione! Questo valore (1000 Ω) è anche il valore della resistenza interna della batteria. E questa non è una pura coincidenza! Per via matematica si può dimostrare che **al resistore di carico viene fornito il massimo valore di potenza quando il valore della resistenza del resistore di carico è uguale al valore della resistenza interna della sorgente che nel nostro caso è la batteria**.

d) Un'ultima osservazione suggerita dal grafico della potenza è questa: tale grafico raggiunge molto rapidamente il suo valore massimo ma una volta raggiunto decresce molto lentamente. Per esempio, (vedi figura 4), si raggiungono i 2/3 (60 W) della massima potenza di uscita (90 W) sia con $R_L \cong 300 \Omega$ che con $R_L \cong 3700 \Omega$. Si noti che mentre il primo valore è appena 700 Ω inferiore al valore ottimo massimo (100 Ω), il secondo valore è superiore di 2700 Ω ! Su questo interessante comportamento noi ritorneremo quando tratteremo degli amplificatori di potenza. Vediamo ora come tutto questo discorso possa applicarsi anche agli amplificatori.

L'amplificatore fornisce al suo carico tensione e potenza. Anche l'amplificatore ha una sua resistenza interna (per esempio, in un amplificatore a valvola, la resistenza interna della valvola r_p). Abbiamo quindi una situazione identica a quella del precedente circuito formato da una batteria e da un resistore di carico. Pertanto, per

TABELLA 1

R_L (ohm)	R_T (ohm)	I (mA)	E_o (volt)	W_o (watt)
0	1000	600	0	0
200	1200	500	100	50
500	1500	400	200	80
1000	2000	300	300	90
2000	3000	200	400	80
5000	6000	100	500	50
11,000	12,000	50	550	27,5
19,000	20,000	30	570	17,1

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIALS • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

Una vasta gamma
di tipi standard

Modelli speciali
per ogni esigenza

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

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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

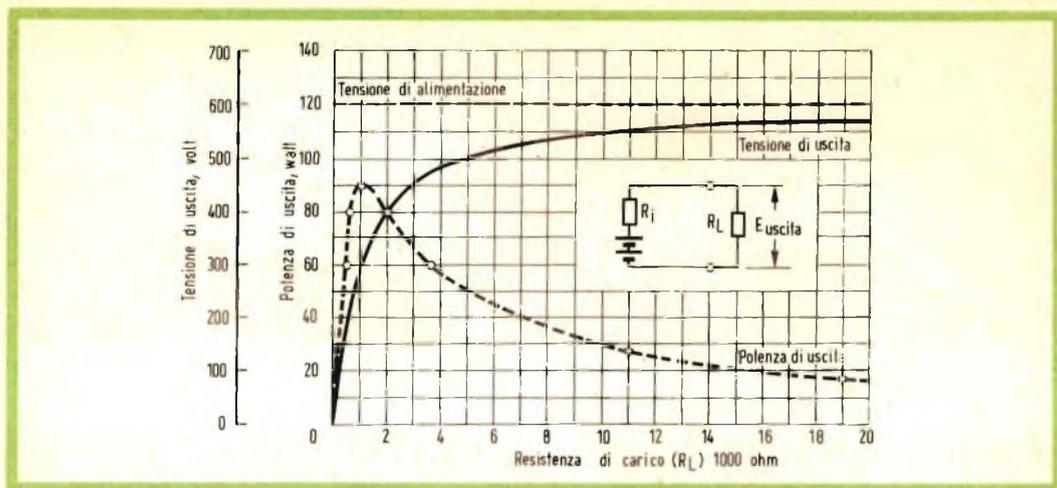


Fig. 4 - Andamento della tensione e della potenza dissipata su di un resistore in funzione del valore ohmico assegnato al resistore stesso.

quanto detto sopra possiamo concludere dicendo che:

a) quando si vuole ottenere da un amplificatore la massima tensione di uscita (amplificatori di tensione), l'impedenza di carico deve avere il valore più elevato possibile.

b) quando invece si vuole trasferire sul resistore di carico la massima potenza (am-

plificatori di potenza) l'impedenza di carico deve avere un valore uguale alla resistenza interna della sorgente che nel nostro caso è la valvola o il transistor. Quando si fa ciò si fa quello che comunemente si chiama « adattamento di impedenza ».

Prossimamente ci occuperemo della classificazione degli amplificatori e delle varie forme di distorsione che essi possono produrre.

L. Cascianini

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAGNANO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965

(cont. dal N. 2-1965)

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

TOSJ = Tokyo Shibaura Electric

TFKG = Telefunken

PHIN = Philips Gloeilampen-fabrieken

PHIL = Philco

SPR = Sprague Electric

GIC = General Instrument

SYI = Sylvania Semiconductor

SIHG = Siemens and Halske

HITJ = Hitachi Ltd.

MATJ = Matsushita Electric

KOKJ = Kobe Kogyo Corp.

NTLB = Newmarket Transistor

NECJ = Nippon Electric

BEN = Bendix Semicon

ETC = Electronic Transistor Corp.

RAYN = Raytheon Semiconductor

TIIB = Texas Instruments Ltd.

MOTA = Motorola Semiconductor

TII = Texas Instruments

JECJ = Yaou Electric

ATEI = ATES

FCAY = Fujitsu Ltd.

RCA = Radio Corp. of America

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) 5

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P _c (mW)	Frequenza di Taglio f _{αβ} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	M A S S I M A T E M P	VALORI LIMITE 25°C					I _{co} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C								Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					V _{CEO} (V)	V _{CE(sat)} (V)	V _{BE(sat)} (V)	I _c (mA)	POLARIZZAZIONE				EMETTITORE COMUNE								
									V _{CE} (V)		I _B (mA)	h _{FE} (min)	h _{FE} (max)	h _{FE} (min)	h _{FE} (max)	h _{FE} (min)	h _{FE} (max)				
2SA315	60	55.0	0.75	0.7	18		.50	5.0	6.0	6.0	1.0	110					2.0	D	TOSJ		
AF134	60	55.0	0.75	0.7	25	15	.70		10	6.0	1.0	110					2.8	D	TFKG		
2SA316	60	75.0	0.75	0.7	18		.50	5.0	6.0	6.0	1.0	110					2.0	D	TOSJ		
AF124	60	75.0	0.75	0.7	20	20		10	8.0	6.0	1.0	150					2.5	AD↑	PHIN		
AF125	60	75.0	0.75	0.7	20	20		10	8.0	6.0	1.0	150					2.5	AD↑	PHIN		
AF126	60	75.0	0.75	0.7	20	20		10	8.0	6.0	1.0	150						AD↓	PHIN		
AF127	60	75.0	0.75	0.7	20	20		10	8.0	6.0	1.0	150						AD↓	PHIN		
T2788	60	90.0	1.3	#S	20	20	.50	50	100	100	2.0	10↑Δ						MD	PHIL		
2N979	60	100	1.3	#S	20	20	2.0	100	3.0	.50	40	50↑					1.5	MD	SPR		
2N980	60	100	1.3	#S	20	12	2.0	100	5.0	.60	40	50↑					1.5	MD	SPR		
2N1726	60	100*	.80	#S	20	20	1.0	50	100	6.0	1.0	50↑Δ	1.0	40			2.5	ME	SPR		
2N1727	60	100*	.80	#S	20	20	.50	50	100	6.0	1.0	20↑Δ	1.0	40			2.5	ME	GIC		
2N1728	60	100*	.80	#S	20	20	.50	50	100	6.0	1.0	40↑Δ	1.0	40			2.5	ME	SPR		
2N1788	60	100*	.80	#S	35	35	1.0	50	5.0	12	1.0	50↑Δ	1.0	40			2.5	ME	SPR		
2N1789	60	100*	.80	#S	35	35	.50	50	7.0	12	1.0	20↑Δ	1.0	40			2.5	ME	SPR		
2N1790	60	100*	.80	#S	35	35	.50	50	7.0	12	1.0	40↑Δ	1.0	40			2.5	ME	SPR		
2N1864	60	100*	.80	#S	20	20	.50	50	100	6.0	1.0	10↑Δ	1.0	40			3	ME	SPR		
2N342	60	100	1.3	#S	20	20	2.0	100	3.0	5.0	1.0	25Δ	27	3250			3	ME	GIC		
2N1499A	60	110	1.3	#S	20	20	2.0	100	25	.50	40	50↑					1.5	ME	GIC		
2N1499A	60	110	1.3	#S	20	20	#	100	25	.50	40	50↑					1.5	ME	GIC		
2N1748A	60	132	1.3	#S	25	25	1.0	50	100	6.0	1.0	70	b.13	26			1.3	ME	SPR		
T2946	60	150	1.3	#S	20	20	.50	50	100	10	2.0	10↑Δ						MD	PHIL		
2N499A	60	170	1.3	#J	30		.50	60	15	9.0	1.0	50					1.3	MD↑	GIC		
2N499A	60	170	1.3	#J	30		.50	50	15	9.0	1.0	50					1.3	MD↑	GIC		
2N501	60	175	1.3	#S	15	12	2.0	50	100	.50	100	70↑					1.8	MD	GIC		
2N501A	60	175	1.3	#J	15	12	2.0	50	25	.50	100	95↑					1.1	MD	GIC		
2N1500	60	175	1.3	#S	15	12	2.0	50	25	.50	100	70↑					1.5	MD	GIC		
2N1500/1	60	175	1.3	#S	15		2.0	50	1.5	.50	100	70↑					1.5	MD	SYL		
2N1746	60	175*	1.3	#S	20	20	.50	50	100	6.0	1.0	60↑	9.0	1.5K	1.3		1.2	ME	SPR		
2N588A	60	200*Δ	1.0	#S	15	15	.50	50	15	.30	100	30↑Δ							GIC		
2N1745	60	200	1.3	#S	20	20	.50	50	100	100	2.0	10↑Δ					1.5	MD	PHIL		
2N1747	60	200	1.3	#S	20	20	.50	50	100	6.0	1.0	60↑	9.0	1.5K	1.3		1.8	ME	SPR		
2N1865	60	200	1.3	#S	20	20	.50	50	100	6.0	1.0	70	7.0	2.0K	1.2		1.8	ME	SPR		
2N1866	60	200	1.3	#S	35	35	.50	50	100	12	1.0	70	7.0	2.0K	1.1		1.8	ME	SPR		
2N1867	60	200	1.3	#S	35	35	.50	50	100	12	1.0	50	7.0	2.0K	1.1		1.8	ME	SPR		
AFY12	60*	230	.75	#J	25	18	.50	10	10	12	1.0	65						ME	SIHG		
2N502	60	260	1.0	#J	20	20	.50	50	20	10	2.0	65					1.0	MD	SPR		
T2945	60	300	#S	#S	20	20	.50	50	100	100	2.0	20Δ					1.5	MD	PHIL		
2N984	60	350	1.3	#S	15	10	2.0	100	5.0	.50	100	70↑					1.9	MD	SPR		
2N2170	60	350	1.3	#S	15	15	2.0	100	6.0	.50	100	70↑					1.9	MD	SPR		
2N2487	60	360↑Δ			10			100	3.0	.50	100	20↑Δ					3	MA	SPR		
2N2488	60	360↑Δ			10			100	3.0	.50	100	20↑Δ					3	MA	SPR		
2N2489	60	360↑Δ			15			100	2.5	.50	100	20↑Δ					3	MA	SPR		
2SA436	60	400			20		.50	10	30	6.0	3.0	10Δ					1.2	ME	HITJ		
2SA437	60	400			20		.50	10	30	6.0	3.0	10Δ					1.2	ME	HITJ		
2SA438	60	400			20		.50	10	30	6.0	3.0	10Δ					1.2	ME	HITJ		
2N779A	60	450	1.3	#S	15	15		100	25	.50	50	85					1.4	MD	SPR		
2N846	60	450	1.3	#S	15	15	2.0	50	25	.50	50	35↑					1.9	MD	SPR		
2N846A	60	450	1.3	#S	15	15	2.0	100	3.0	.50	50	35↑					1.9	MD	SPR		
2N982	60	450	1.3	#S	20	15	2.0	100	3.0	.50	100	100↑					1.5	MD	SPR		
2N983	60	450	1.3	#S	15	15	2.0	100	3.0	.50	100	85↑					1.9	MD	SPR		
2N2168	60	450	1.3	#S	20	20	2.0	100	3.0	.50	100	100↑					1.9	MD	SPR		
2N2169	60	450	1.3	#S	15	15	2.0	100	3.0	.50	100	85↑					1.9	MD	SPR		
2N779	60	480	1.3	#	15			50	25	.50	100	90↑					1.9	MD	SPR		
AFY16	60*	500	.75	#J	30	25	.50	8.0	3.0	12	1.5	60↑						ME	SIHG		
2N1868	60	850	1.3	#S	20	20	.50	50	100	100	2.0	33↑					1.5	ME	SPR		
2N2360	60	1600	1.3	#S	20		.50		100	100	2.0	33↑						MD	PHIL		
2N2361	60	1600	1.3	#S	20		.50		100	100	2.0	33↑						MD↑	PHIL		
2N2362	60	1600*	1.3	#S	20	20	.50		100	100	2.0	33↑						MD	PHIL		
2N2398	60	1600*	1.3	#S	20	20	.50		100	100	2.0	33↑						MD	PHIL		
2N2399	60	1600*	1.3	#S	20	20	.50		100	100	2.0	33↑						MD↑	PHIL		
2SA340	63	70.0	.80	#J	20		.50	10	130	6.0	1.0	100					1.5	AD	MATJ		
2SA341	63	70.0	.80	#J	20		.50	10	130	6.0	1.0	100					1.5	AD	MATJ		
2SA342	63	100	.80	#J	20		.50	10	130	6.0	1.0	100					1.5	AD	MATJ		
2SA277	65				18		12	40	10	1.0	24	50↑					10	AD	TOSJ		
2SA278	65				18		12	40	10	1.0	24	100↑					10	AD	TOSJ		
2SB261	65				20		2.5	30	120	6.0	1.0	45	20	2000	6.0			A	KOKJ		
2SB262	65				20		2.5	30	120	9.0	1.5	80↑						A	KOKJ		
2SB290	65	1.00			18		12	40	4.0	6.0	1.0	125	45	2500	5.0		9.5	A	TOSJ		
2SA304	65	4.50			18		12	42	4.0	6.0	1.0	70					11	A	TOSJ		

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz))

6

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C P _c (mW)	Frequenza di Taglio f _{αβ} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera T _{EM} (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C				I _{co} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
				BV _{CEO} (V)	BV _{CEO} - BV _{CEB} (V)	BV _{FBO} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
									V _{ce} - V _{be} (V)	I _c Δ-I _b (mA)	h _{FE} (hfe)	h _{oe} (umho)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (<X10 ⁻⁴)			
2SA305	65	10.0	∅	18	12	40	4.0	6.0	1.0	70				11	A	TOSJ	
NKT33	66	3.00	.75∅	10	10	12	10	3.00	6.0	1.0	75	b, 60		10	A	NTLB	
NKT43	66	3.00Δ	.75∅	10	10	12	10	3.00	6.0	1.0	75	b, 60		10	A	NTLB	
NKT32	66	7.50Δ	.75∅	10	10	12	10	3.00	6.0	1.0	100	b, 60		10	A	NTLB	
NKT42	66	7.50Δ	.75∅	10	10	12	10	3.00	3.0	1.0	100	b, 60		10	A	NTLB	
2N990	67	70.0	.75#J	32	32	1.0	10	8.00	6.00	1.0	150	b300		2.5	AD	PHIN	
2N993	67	70.0	.75#J	32	32	1.0	10	8.0	6.00	1.0	150		67 300	8.0	AD	PHIN	
2SA432	70			20		5.0	10	6.0	6.0	1.0	16				ME	TOSJ	
2SB264	70	1.00	∅	25		50	100	1.50	1.50		65			15	A	NECJ	
M8124	70	900	.90#J	20		5.0	10				15			.30		TOSJ	
AF109	72	200	.90∅		18		12									SIHG	
2N1158A	75		1.0#S	20	20	50	100	5.00	10	3.0	50			2.8	ME	PHIL	
2SA276	75		∅	15		2.0	20	5.00	5.00	10	60			3.5	MEΔ	TOSJ	
2SB306	75		∅	105		50	20	10	3.50		60					TOSJ	
AC131	75		∅	30		10	200	30	1.0	50	67					TEKG	
NKT242	75		∅	16		100			1.5	15	30					NTLB	
V10/1SJ	75		.40∅	10		500			.35	400	40					NTLB	
V10/2S	75		.40∅	10		20	500		.35	400	25					NTLB	
V10/2SJ	75		.40∅	10		500			.35	400	25					NTLB	
2N331	75	.40Δ	.80#S	30		12		10	6.0	1.0	30Δ			50	A	BEN	
2N206	75	.78	.30#S	30		12	50	10	5.0	1.0	47	b, 55	50	3, 2	35	A	ETC
2N2447	75	1.00	.80#J	45	24	12	100	100	6.00	1.0	65	25	1800	5.0	FA	RAYN	
2N2448	75	1.00	.80#J	45	24	12	100	100	6.00	1.0	65	25	1800	5.0	FA	RAYN	
2N2449	75	1.20	.80#J	35	20	12	100	100	6.00	1.0	125	36	3600	7.0	FA	RAYN	
2N2450	75	1.20	.80#J	35	20	12	100	100	6.00	1.0	125	36	3600	7.0	FA	RAYN	
CK22B	75	1.20	.80#J	20	15	12	100	10	6.00	1.0	90	36	3600	7.0	FA	RAYN	
2N265	75	1.50	.50*J	25		50	16	5.0	1.0	115		b, 50	29	4.0	40	A	ETC
NKT52	75	3.00Δ	.66∅	10	10			10	2.0							A	NTLB
NKT53	75	3.00Δ	.66∅	10	10			10	2.0							A	NTLB
NKT54	75	3.00Δ	.66∅	10	10			10	2.0							A	NTLB
NKT62	75	3.00Δ	.66∅	10	10			10	2.0							A	NTLB
NKT63	75	3.00Δ	.66∅	10	10			10	2.0							A	NTLB
NKT64	75	3.00Δ	.66∅	10	10			10	2.0							A	NTLB
NKT72	75	3.00	.66	10	10			10						10		A	NTLB
NKT73	75	3.00	.66	10	10			10						10		A	NTLB
NKT74	75	3.00	.66	10	10			10						10		A	NTLB
V6/2R	75	3.00	.67∅	6.0		6.0	30		4.5	1.0	30					A	NTLB
NKT103	75	5.00	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	75			20	A	NTLB	
NKT106	75	5.00	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	75			20	A	NTLB	
NKT109	75	5.00	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	75			20	A	NTLB	
NKT123	75	5.00	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	75			20	A	NTLB	
NKT126	75	5.00	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	75			20	A	NTLB	
NKT129	75	5.00	.66∅	30	20	6.0	400	100	4.50	1.00	75			20	A	NTLB	
V6/4R	75	5.00	.67∅	6.0		6.0	30		4.5	1.0	50			25	A	NTLB	
V6/4RJ	75	5.50	.40∅	6.0		6.0	30		4.5	1.0	50			25	A	NTLB	
NKT154/25	75	6.00	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	50					A	NTLB
NKT164	75	6.00	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	50					A	NTLB
NKT164/25	75	6.00	.66∅	9.0	9.00		25	5.00	4.5	1.0	50					A	NTLB
2G301	75	7.20	.80#J	15	15	10	50	10	6.0	1.0	60			8.5	A	TIIB	
2G303	75	7.20	.80#J	15	15	10	100	10	6.0	1.0	40			8.5	A	TIIB	
NKT153/25	75	8.00	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	80					A	NTLB
NKT163	75	8.00	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	80					A	NTLB
NKT163/25	75	8.00	.66∅	9.0	9.00		25	5.00	4.5	1.0	80			25		A	NTLB
TF49	75	9.00	.40∅	15	10	5.0	300	1.00	5.00	1.00	90	120	800	8.0	15	A	SING
NKT102	75	10.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	100			20	A	NTLB	
NKT105	75	10.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	100			20	A	NTLB	
NKT108	75	10.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	100			20	A	NTLB	
NKT122	75	10.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	100			20	A	NTLB	
NKT125	75	10.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	100			20	A	NTLB	
NKT128	75	10.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	100			20	A	NTLB	
V6/8R	75	10.0	.67∅	6.0		6.0	30		4.5	1.0	80			25	A	NTLB	
V6/8RJ	75	10.0	.40∅	6.0		6.0	30		4.5	1.0	80			25	A	NTLB	
NKT152	75	11.0	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	100					A	NTLB
NKT162	75	11.0	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	100					A	NTLB
2G302	75	14.4	.80#J	15	15	10	50	10	6.0	1.0	130			8.5	A	TIIB	
2G304	75	14.4	.80#J	15	15	10	100	10	6.0	1.0	50			8.5	A	TIIB	
NKT151	75	15.0	.66∅	6.0	6.00		10	2.0	4.50	1.00	150					A	NTLB
NKT104	75	18.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	150			20	A	NTLB	
NKT107	75	18.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	150			20	A	NTLB	
NKT121	75	18.0	.66∅	20	20	6.0	500	40	4.50	1.00	150			20	A	NTLB	

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz))



TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libero a 25°C P _c (mW)	Frequenza di Taglio f _{αβ} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera r _{th(j-c)} (°C/mm²)	M A S S I S I M I P	VALORI LIMITE 25°C				I _{ceo} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	SIRUTTORIA	CONTROITTORE
					BV _{ceo} (V)	BV _{ceo} ∅ - BV _{ces} β - BV _{ces} (V)	BV _{ceo} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
										V _{ce} ∅ - V _{ce} (V)	I _c ∅ - I _c (mA)	h _{ie} t - h _{ie} (μA)	h _{oe} (μmho)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (×10 ⁻⁶)			
NKT124	75	18.0	.66	J	20	20	6.0	500	40	4.5	1.0	150				20	A	NTLB
NKT127	75	18.0	.66	J	20	20	6.0	500	40	4.5	1.0	150				20	A	NTLB
2N1749	75	115	1.0	#S	40	40	1.0	75	100	6.0	1.0	45	b, 13	26		1.3	ME	SPR
2N2799	75	120	1.0	#S	30	15	2.0	100		3.0	1.0	50†				2.5	D	SPR
2N1499B	75	150	1.0	#S	30	20	2.0	100	3.0	3.0	1.0	40†Δ				3.0	D	SPR
2N2797	75	235	1.0	#S	40	20	2.5	100		3.0	1.0	80†				2.5	D	SPR
2N2798	75	235	1.0	#S	60	25	2.0	100		3.0	1.0	50†				2.5	D	SPR
2N695	75	250	1.0	#J	15	15	3.5	50	3.0	3.0	1.0	40†				3.3	MEΔ	MOTA
2N695	75	250	1.0	#J	15	15	3.5	50	100	3.0	1.0	25†Δ				5.0	MEΔ	NONE
2N502A	75	260	1.0	#J	30	30	.50	50	20	1.0	2.0	65				1.0	MD	PHIL
2N502A	75	260	1.0	#J	30	30	.50	50	20	1.0	2.0	65				1.0	MD	PHIL
2SA403	75	280	.#J		20	15	.20	10	100	6.0	1.0	10				1.5	ME	NECJ
2SA239	75	300	.80	J	20		.20	5.0		6.0	2.0	10				1.5	ME	TOSJ
2SA240	75	300	.80	J	20		.20	5.0		6.0	2.0	20				1.5	ME	TOSJ
2SA54	75	400	.#J		20	15	.20	10	5.0	6.0	2.0	12				1.2	ME	NECJ
2SA404	75	400	.#J		20	15	.20	10	10	6.0	1.0	12				1.2	ME	NECJ
GMC378	75	400	1.0	#J	18		.30	50	5.0	8.0	4.5	20†Δ				1.8	ME	TIB
TIX316	75	400	1.0	#S	15	10	.30	50	5.0	6.0	4.0	35Δ				8.0	ME	TII
2N2795	75	450	1.0	#S	25	15	2.5	100		3.0	1.0	100†				2.5	D	SPR
2N2796	75	450	1.0	#S	20	12	2.0	100		3.0	1.0	60†				2.5	D	SPR
2N2416	75	500	1.0	#J	15	10	.50	20	5.0	6.0	2.0	30				1.2	ME	TII
TI400	75	500	1.0	#S	18		.30	50	5.0	6.0	2.0	40†Δ					ME	TII
TI401	75	500	1.0	#S	18		.30	50	5.0	6.0	2.0	20†Δ					ME	TII
TI402	75	500	1.0	#S	18		.30	50	5.0	6.0	2.0	20†Δ					ME	TII
TI403	75	500	1.0	#S	18		.30	50	5.0	6.0	2.0	35†Δ					ME	TII
TIX3032	75	500	1.0	#A	25	15	.20	100	100	12	6.0	25Δ				4.0	ME	TII
2N2996	75	550	1.0	#S	15	10	.30	50	100	6.0	4.0	200				3.0	MD	TII
2N2415	75	560	1.0	#J	15	10	.50	20	5.0	6.0	2.0	45				1.2	ME	TII
2N2997	75	600	1.0	#S	30	15	.30	50	100	12	4.0	200				1.8	MD	TII
2SA229	75	750	.80	J	20		.20	5.0		6.0	2.0	10				1.0	ME	TOSJ
2SA230	75	750	.80	J	20		.20	5.0		6.0	2.0	10				1.0	ME	TOSJ
2N700	75	800	1.0	#J	25	20	.20	50	2.0	6.0	2.0	10				1.1	ME†	MOTA
2N700/18	75	800	1.0	#J	25	20	.20	50	2.0	6.0	2.0	10	b	17		1.1	ME†	SYL
2N700A	75	800	1.0	#J	25	25	.20		100	6.0	2.0	4.0Δ				1.4	ME†	TIB
2N700A/18	75	800	1.0	#J	25	25	.20		100	6.0	2.0	4.0Δ				1.4	ME†	TII
GMC290	75	800	1.0	#J	20	15	.30	50	5.0	12	3.0	20†Δ				1.2	ME	TII
2N2998	75	900	1.0	#S	15	12	.30	20	100	6.0	3.0	200				1.7	MD	SPR
2N3267	75	900	1.0	#S	15	8.0	.20	20	5.0	6.0	3.0	15Δ				1.7	MD	SPR
2N3320	75	900	1.0	#J		10		100	5.0	5.0	2.0	50†Δ				3.0	MD	SPR
2N3321	75	900	1.0	#J		7.0		100	5.0	3.0	1.0	100†Δ				3.5	MD	SPR
2N3322	75	900	1.0	#J		7.0		100	5.0	3.0	1.0	30†Δ				3.5	MD	SPR
2N700A	75	1000	1.0	#S	25	25	.20		100	6.0	2.0	4.0Δ	b	30		1.4	ME†	MOTA
TIX3024	75	1500	1.0	#S	15	7.0	.30	50	6.0	5.0	2.0	30Δ				3.0	MD	TII
2N2999	75	1600	1.0	#S	15	10	.30	20	100	8.0	3.0	100†				1.7	MD	TII
2SB44	80		.#J		25		.12	50	100	8.0	1.0	110†					A	TOST
2SB384	80		.75	J	20		.30	100	6.0	1.0	60		23	1600	3.5		A	YECJ
2SB386	80		.75	J	20	15		30	100	1.0	50	50†					A	YECJ
AF146	80		1.0	#J	30	30	.50	10	12	6.0	1.0	85				4.0	D	ATEI
AF147	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	70				3.3	D	ATEI
AF148	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	80				3.3	D	ATEI
AF149	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	225				3.3	D	ATEI
AF150	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	70				3.3	D	ATEI
AF168	80		1.0	#J	30	30	.50	10	12	6.0	1.0	85				4.0	D	ATEI
AF169	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	70				3.3	D	ATEI
AF170	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	80				3.3	D	ATEI
AF171	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	225				3.3	D	ATEI
AF172	80		1.0	#J	24	24	.50	10	12	6.0	1.0	70				3.3	D	ATEI
2N1266	80	1.00	.#J			10				6.0	1.0	48				11		SYL
2SB40	80	1.00	.60	J	40		.12	100		1.0	100	100†					A	TOSJ
2SB47	80	1.00	.60	J	25		.12	50	14	6.0	1.0	150	b, 20	30	2.5	35	A	TOSJ
CK65	80	1.00	.75	#J	45	24	.12	100	5.0	8.0	1.0	45	25	1800	5.0		FA†	RAYN
CK65A	80	1.00	.75	#J	45	24	.12	100	5.0	6.0	1.0	45	25	1800	5.0		FA†	RAYN
CK22	80	1.20	.75	#J	20	15	.12	100	10	6.0	1.0	90	36	3600	7.0		FA†	RAYN
CK22A	80	1.20	.75	#J	20	15	.12	100	10	6.0	1.0	90	36	3600	7.0		FA†	RAYN
CK66	80	1.20	.75	#J	35	20	.12	100	5.0	6.0	1.0	90	36	3600	7.0		FA†	RAYN
CK66A	80	1.20	.75	#J	35	20	.12	100	5.0	6.0	1.0	90	36	3600	7.0		FA†	RAYN
AC107	80	2.00	.60	J		15		.50	.50	6.0	1.0	70					AC	PHUN
2N1673	80	5.00	.75	#J	35		.50	10	50	9.0	1.0	100				14	D	SYL
2SA31	80	5.00	.#S		12			10	100							9.5	A	KOKJ
2SA36	80	5.00	.#S		16			15	6.0	9.0	1.0	50				9.5	A	KOKJ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz))

8

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C P _c (mW)	Frequenza di Taglio f _{αβ} (MHz)	Resistenza Termica in aria libero T _{EM} P (°C/mw)	M A S S I F E M P	VALORI LIMITE 25°C					I _{ceo} Max. con V _{cb} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					BV _{ceo} (V)	BV _{ceo} (V)	BV _{ceo} (V)	I _c (mA)	POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE							
									V _{ce} Δ-V _{ce} (V)		I _c Δ-I _c (mA)	h _{FE} Δ-h _{FE}	h _{oe} (umho)	h _{ie} (ohm)	h _{re} ($\times 10^{-4}$)				
																Δ-BV _{ces} (V)			
2SA40	80	5.00	#S	25		9.0	50	6.00	6.0	1.00	65				10	A	KOKJ		
2SA298	80	5.00	#J	15			15	5.00	6.00	1.0	45				13	A	YECJ		
2SA325	80	5.00	#J						1.00	800	60↑				13	A	YECJ		
2SA189	80	6.00	.75#J	12		.50	15	10	6.0	1.0	65				10	A	FCAY		
2N409	80	6.80	.660A	13		.50	15	10	9.00	1.0	48				9.5	A	RCA		
2N410	80	6.80	.660A	13		.50	15	10	9.0	1.0	48				9.5	A	RCA		
2SA12	80	8.00		16		.50	15	8.0	6.0	1.0	55				10	A	HITJ		
2SA139	80	8.00	.75#J	30			10	50	1.00	500	70↑				10	ΔΔ	FCAY		
2N140	80	10.0		16	9.0	.50	15	10	9.00	.600	75Δ				9.5	ΔΔ	RCA		
2N219	80	10.0		16	9.0	.50	15	10	9.00	.600	75Δ				9.5	ΔΔ	RCA		
2SA30	80	10.0	#S	12			10	100	9.0	.600	75				9.5	A	KOKJ		
2SA35	80	10.0	#S	16			15	6.00	9.0	.600	75				9.5	A	KOKJ		
2SA188	80	10.0	.75#J	12		.50	15	10	6.0	1.0	65				10	A	FCAY		
2SA297	80	10.0	#J	16			15	5.00	6.00	1.0	65				13	A	YECJ		
2SA326	80	10.0	#J						1.00	800	60↑				13	A	YECJ		
2SA385	80	10.0	.600J	16		10	10	120	6.00	1.0	120				8.0	A	MATJ		
2SA15	80	12.0		16		.50	15	6.0	6.00	1.0	60				10	A	HITJ		
CK4	80	12.0	.75#J	25		12	100	5.00	.200	1.0Δ	40				12	FA	RAYN		
CK4A	80	12.0	.75#A	25		12	100	5.00	.150	.40Δ	60↑				12	FA	RAYN		
2SA64	80	15.0	#S	16		9.0	20	6.00	6.0	1.00	65				10	A	KOKJ		
2SA138	80	15.0	.75#J	20	15	10	25	5.0	1.00	100	70↑				10	ΔΔ	FCAY		
2N411	80	16.5	.660A	13		.50	15	10	9.00	.60	75				9.5	A	RCA		
2N412	80	16.5	.660A	13		.50	15	10	9.00	.60	75				9.5	A	RCA		
CK28	80	17.0	.75#J	30	12	20	400	4.00	.250	1.0Δ	80↑				14	FA	RAYN		
CK28A	80	17.0	.75#J	30	12	20	400	4.00	.250	1.0Δ	80↑				14	FA	RAYN		
2SA111	80	20.0	#S	20			10	200	9.0	1.00	40				1.7	D	KOKJ		
2SA112	80	20.0	#S	20			10	200	9.0	1.00	45				1.7	D	KOKJ		
2SA272	80	20.0	#J	9.0		.50	10	100	3.0	1.0	45				3.0	D	ROKJ		
DET895	80*	20.0	.75#J	20	20		200		250		60↑Δ						PHIN		
2SA356	80	25.0		9.0		.50	10	15	3.00	1.0	80				2.8	D	HITJ		
2SA383	80	25.0	.75#S	25		10	120	6.0	1.0	40					2.5	D	YECJ		
2N274	80	30.0	.560A	35		.50	10	8.00	120	1.0	60				1.7	A	RCA		
2N274	80	30.0	.560A	35		.50	10	8.00	120	1.0	60				1.7	A	RCA		
2N370	80	30.0	.620A	20		1.5	10	200	120	1.0	60					D	RCA		
2N370/33	80	30.0	1.5#J	24		.50	10	100	120	1.00	107				37	D	SYL		
2N371	80	30.0	.620A	20		.50	10	200	120	1.0	60					D	RCA		
2N371/33	80	30.0	.50#J	24		.50	10	100	120	1.00	97				37	D	SYL		
2N372	80	30.0	.620A	20		.50	10	200	120	1.0	60					D	RCA		
2N372/33	80	30.0	.50#J	24		.50	10	100	120	1.00	97				37	D	SYL		
2N373	80	30.0	.750	28		.50	10	8.00	120	1.0	60	1.5	2200		1.6	D	RCA		
2N374	80	30.0	.750	25		.50	10	8.0	120	1.00	60	1.0	2600		1.6	D	RCA		
2N644/33	80	30.0	1.0#J	24		1.0	10	160	120	1.00	97				37	D	SYL		
2SA43	80	30.0	#S	35			10	160	9.0	1.00	60				1.7	D	KOKJ		
2SA109	80	30.0	#S	20			10	200	9.0	1.00	60				1.7	D	KOKJ		
2SA110	80	30.0	#S	20			10	200	9.0	1.00	60				1.7	D	KOKJ		
2SA269	80	30.0	#J	20		.50	10	100	6.0	1.0	45				2.2	D	ROKJ		
2SA271	80	30.0	#J	9.0		.50	10	100	3.0	1.0	60				3.0	D	KOKJ		
2SA274	80	30.0	#J	34		1.0	10	7.00	12	1.0	40				2.0	D	KOKJ		
2SA357	80	30.0		9.0		.50	10	15	3.00	1.0	80				2.8	D	HITJ		
2SA382	80	30.0	.75#S	25		10	120	6.0	1.0	55					2.5	D	HITJ		
2N1425	80	33.0	.600A	24		.50	10	120	120	1.0	50				2.0	D	RCA		
2N1426	80	33.0	.600A	24		.50	10	120	120	1.0	130					D	RCA		
2N1526	80	33.0	.40#A	24		.50	10	160	120	1.0	130				2.0	D	RCA		
2N1526/33	80	33.0	.40#A	24		.50	10	160	120	1.0	130				2.0	D	SYL		
2N1527	80	33.0	.40#A	24		.50	10	160	120	1.0	130				2.0	D	RCA		
2SA298	80	35.0	.75#J	40			10	8.00	6.00	1.0	55				2.5	D	YECJ		
2SA327	80	35.0	#J						1.00	800	30↑				2.5	D	YECJ		
2SA351	80	35.0		20		.50	10	10	9.00	1.0	70				2.5	D	HITJ		
2SA353	80	35.0		25		.50	10	10	9.00	1.0	70				2.5	D	HITJ		
2SA354	80	35.0		25		.50	10	10	9.00	1.0	70				2.5	D	HITJ		
2SA381	80	35.0	.75#S	25		10	120	6.0	1.0	50					2.5	D	YECJ		
2SA268	80	40.0	#J	20		.50	10	100	6.0	1.0	45				2.2	D	KOKJ		
2SA273	80	40.0	#J	34		1.0	10	7.00	12	1.0	45				2.0	D	KOKJ		
2SA352	80	40.0		20		.50	10	10	9.00	1.0	75				2.5	D	HITJ		
2SA355	80	40.0		25		1.0	10	10	9.00	1.0	90				2.5	D	HITJ		
2SA384	80	40.0	.75#S	25		10	120	6.0	1.0	60					2.5	D	YECJ		
2N640	80	42.0	.750A	34		1.0	10	5.00	120	1.00	60				1.6	D	GIC		
2N641	80	42.0	.750A	34		1.0	10	7.00	120	1.00	60				1.6	D	GIC		
2N642	80	42.0	.750A	34		1.0	10	7.00	120	1.00	60				1.6	D	GIC		

(continua)

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. Dott. **GIANLORENZI F.** - Piacenza

Sig. **PAMPALONI** - Pisa

Trasmittitore per telegrafia Z/1122

Può inserire il tasto, allo scopo di usare il trasmettitore G.B.C. Z/1122 - 144 MHz in telegrafia, sul catodo della valvola QQE 03/12 oppure può comandare contemporaneamente tanto il circuito di catodo della EL84 quanto quello della QQE 03/12.

E' consigliabile in tal caso inserire in serie al catodo della valvola QQE 03/12 una resistenza da 33 Ω ed un condensatore da 0,001 μ F collegato fra catodo e massa.

Sig. **RUTOLO L.** - La Spezia

Generatore di tremolo

L'argomento in questione è stato trattato più volte sulla rivista. Ad esempio nel numero 5/1963 è stata effettuata la descrizione di un generatore d'eco, mentre nel numero 1/2-1962 è stata pubblicata la descrizione, con relativo schema, di un generatore di tremolo per chitarra elettrica costituito da due valvole, con frequenza regolabile.

Qualora sia sprovvisto di tale numero può richiederlo alla nostra amministrazione, dietro invio dell'importo corrispondente. Tenga presente che la G.B.C. dispone di un ottimo generatore di eco artificiale, il LUNAPHON, a quattro ingressi miscelabili con regolazione di volume per ogni ingresso e dodici possibilità di ritardi per ottenere effetti d'eco, alone e riverbero.

Impianti centralizzati

Come avrà potuto constatare dall'elenco del materiale disponibile presso la G.B.C. pubblicato nel n. 7/1964 è escluso quello relativo agli impianti multipli FM/TV, che sarà disponibile in un secondo tempo. D'altra parte un esempio tipico di impianti multipli FM/TV VHF-UHF è stato pubblicato a pagina 560 del n. 4 di SELEZIONE RADIO TV, sempre dell'anno scorso.

Tenga presente che l'argomento relativo agli impianti centralizzati si deve ancora concludere e di conseguenza in uno dei prossimi numeri troverà alcuni esempi pratici di realizzazioni, con i relativi schemi che attualmente non ci è possibile inviarle essendo in preparazione.

Sig. **CENCI G.** - Roma

Radiotelefono Microphon

La produzione del radiotelefono in questione, da parte della G.B.C., è cessata da diversi anni e quindi non siamo in grado di fornirle il relativo schema.

Del resto la riparazione di un simile apparecchio non presenta eccessive difficoltà, infatti è sufficiente controllare lo stato dei vari componenti, tramite un buon strumento universale, e sostituire quelli eventualmente avariati.

Teniamo le 500 lire inviateci a sua disposizione per un altro quesito.

Sig. **ROSSETTI G.** - Parma

Complesso amplificatore

Come abbiamo segnalato altre volte non ci è possibile rispondere a dei quesiti che comportino il progetto di apparecchiature particolari. D'altra parte molti degli argomenti da lei sottoposti sono già stati trattati ampiamente sulla nostra rivista, come ad esempio i circuiti miscelatori a tre vie.

In via del tutto eccezionale le inviamo una copia dello schema relativo all'amplificatore AG9015, che è simile a quello in suo possesso, mentre la preghiamo di richiedere alla PHILIPS, Piazza IV Novembre, 3 - Milano, la monografia relativa agli argomenti che le interessano. In essa troverà la completa risposta ai suoi quesiti.

Sig. **MINELLI P.** - Treviso

Schema di oscillografo

In linea di principio lo schema che ci ha inviato in visione può essere definito esatto, nutriamo però dei seri dubbi circa la possibilità di una buona messa a punto. Nel caso si decida a realizzarlo dovrà fare uso di raddrizzatori al selenio che sono forniti da tutti i negozi della G.B.C.

Riteniamo che sarebbe consigliabile la costruzione di un oscillografo del tipo descritto nel n. 11 del bollettino di informazione della PHILIPS (alla quale può richiederlo) o meglio ancora dell'oscilloscopio EICO modello 425 che è stato descritto nel n. 7/8-1962 di SELEZIONE RADIO TV, con il quale potrà controllare, con largo margine di sicurezza, i fenomeni che desidera.

Sig. **IANNA L.** - Treviso

Registratore RG 18

Il leggero ronzio che nota nel registratore in questione, molto probabilmente sparirà immediatamente provvedendo ad inserire la spina nella presa luce e collegando l'apposito morsetto, previsto nel registratore stesso, ad una buona presa di terra.

Desiderando fare funzionare un altoparlante esterno è necessario usare il cavetto tipo «S» per registrazioni radio e fono, che è fornito unitamente al registratore. I due terminali 1 e 2 saranno collegati alle linguette dell'altoparlante, che dovrà avere una impedenza di 3,8 Ω , innestando lo spinotto nella presa destinata all'altoparlante esterno (indicata col n. 17 nel relativo opuscolo). L'esclusione dell'altoparlante principale è automatica.

Per effettuare registrazioni da apparecchi radio è necessario innestare una spina dell'apposito cavetto nella presa radio (15) e l'altra nella presa posta nell'apparecchio radio.

Qualora l'apparecchio radio o TV sia sprovvisto di tale presa dovrà asportare la spina dal cordone e collegare i terminali 1 e 2 alla bobina mobile dell'altoparlante dell'apparecchio dal quale vuol registrare. Lo spinotto in tal caso dovrà essere inserito all'entrata per fono (16).

La preghiamo di volersi attenere alla prassi di sottoporci un quesito per volta.

Sig. **P. DI LEO** - Catania

Altoparlanti per amplificatore di BF

In primo luogo le consigliamo di controllare ancora accuratamente che il montaggio dell'amplificatore sia stato eseguito in modo regolare, ed in modo particolare che le masse siano sicure (era consigliato l'uso di saldatori a forte massa di rame). Si assicuri che non siano invertite le connessioni che dal secondario del trasformatore di uscita vanno alle bobine mobili degli altoparlanti.

Successivamente la preghiamo di voler leggere accuratamente gli articoli sulla costruzione delle CASSE ACUSTICHE DI ALTA QUALITA' che ad opera del dott. Rossi sono stati pubblicati sui numeri 3 e 5 di SELEZIONE RADIO TV dell'anno scorso.

Gli altoparlanti non sono troppo adatti alla potenza erogata dall'amplificatore. Il complesso Z/532 composto da un diffusore contenente l'altoparlante ISOPHON A/458 e 2 altoparlanti A/463 sarebbe stato più adatto. Quest'ultimi hanno un filtro passa alto già incorporato il quale consente la riproduzione delle sole note aventi frequenza superiore ai 2000 Hz.

Ad ogni modo penso che dopo aver effettuato

i suddetti controlli e dopo aver realizzato la cassa acustica secondo i consigli di cui all'articolo citato potrà ottenere senz'altro risultati soddisfacenti.

Sig. DAFFARA G. - Novara

Publicazioni sui transistori

Riportiamo un certo numero di pubblicazioni che trattano l'argomento relativo ai diodi germanio ed ai transistori, limitandoci, come richiesto a quelle scritte in lingua italiana.

G. Kunn, MANUALE DEI TRANSISTORI in due volumi prezzo del 1° volume L. 2300 prezzo del secondo volume 2000 Editrice il ROSTRO, Via Senato 28 Milano. H. Schreiber, TRANSISTORI TECNICA ED APPLICAZIONI. L. 1.500 editrice il Rostro. Vari, ELETTRONICA DEI TRANSISTORI. Lire 2.000 Edizioni Zanichelli Bologna. Baroni, SEMICONDUTTORI (GERMANIO E SILICIO) TRANSISTORI (diodi e raddrizzatori) Teoria, tecnologia ed applicazioni. L. 3.500. Edizioni Hoepli. Prof. Dilda G. SEMICONDUTTORI E TRANSISTORI L. 600 edizioni Levrotto & Bella Torino.

Altre utili pubblicazioni può richiederle all'Ufficio stampa della PHILIPS in P. IV Novembre Milano, e allo stesso ufficio della FIVRE in Via Guastalla sempre a Milano.

Sig. ROSSELLI G. - Genova

Cross-over e cassa bass reflex

Può realizzare un filtro del tipo cross-over indicato in figura 1. $L_1 = 5,25$ mH, $L_2 = 1,85$ mH, $C_1 = 3$ μ F, $C_2 = 9$ μ F. Disponga i due tweeter aventi l'impedenza di 6 Ω ciascuno, in parallelo collegandoli alla presa 3,5 Ω del trasformatore di uscita. Il Woofer, da 8 Ω , può collegarlo, tramite un potenziometro da 2 Ω , alla presa a 9,5 Ω del secondario stesso.

Il bass reflex può costruirlo come indicato in figura 2. Tenga presente che la profondità deve essere calcolata mediante la formula $P = \sqrt[3]{4550 R}$ dove R indica il raggio utile in centimetri del cono. La larghezza $L = \sqrt{2} P$. L'altezza dovrà essere 2P.

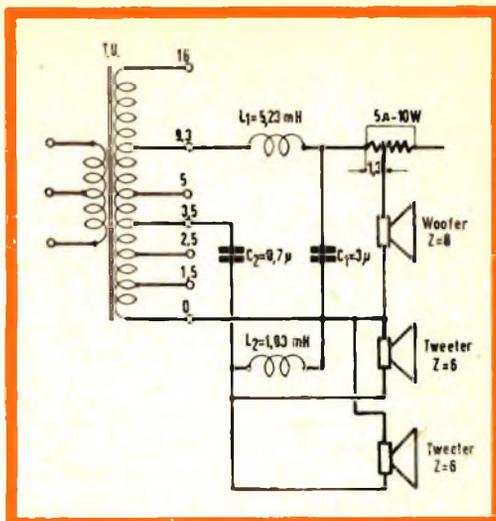


Fig. 1 - Schema elettrico del filtro cross-over.

Tale bass-reflex, come lei ha richiesto, è del tipo senza condotto. I due tweeter essendo circolari ed avendo il diametro di 8 centimetri può collocarli nella posizione indicata in figura. Mettendoli in cassette separate ne otterrebbe il vantaggio di poterli orientare migliorando anche la percezione delle note alte.

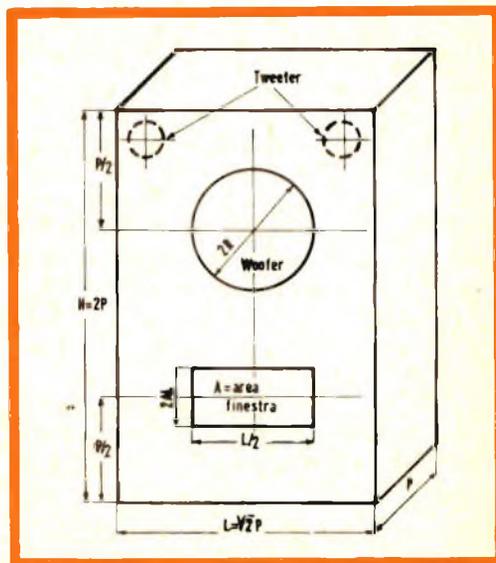


Fig. 2 - Dati per la costruzione di un bass reflex.

Amplificatore stereofonico 3/62

L'amplificatore stereofonico al quale fa riferimento, è stato realizzato a suo tempo da un lettore collaboratore molto esperto in tale materia di costruzioni. Nella versione stereofonica, il cui schema è riportato a pagina 264 del numero al quale si riferisce, il controllo di tono è stato realizzato secondo il classico schema a pendenza variabile che consente la regolazione delle frequenze basse da + 15 a - 16 dB a 50 Hz, di conseguenza se lei farà uso del sistema di altoparlanti che è stato suggerito nell'articolo in unione ad un filtro cross-over del tipo indicato, dovrebbe ottenere senz'altro i risultati che sono stati conseguiti con il modello originale e che sono senz'altro ottimi.

Modificare lo schema di un tale amplificatore equivale evidentemente a farne uno di nuova concezione ed in tal caso riteniamo che sarebbe più opportuno realizzare uno dei tanti schemi che sono stati pubblicati successivamente su SELEZIONE RADIO TV. Le ripetiamo però che l'amplificatore in suo possesso, se ben costruito, specialmente per quanto concerne la sezione altoparlanti, dovrebbe darle senz'altro dei risultati più che soddisfacenti.

Sig. RINAUDO U. - Iglesias

Stazioni TV spagnole e tunisine - transistori

I transistori in suo possesso dovrebbero essere sostituiti da altri dello stesso tipo dato che in Europa non si fabbricano transistori aventi caratteristiche identiche. Ad ogni modo l'SB173, in caso di necessità, può essere sostituito con l'OC71 e l'SB172 con l'OC77.

Nel n° 6 di SELEZIONE RADIO TV a pagina 752 abbiamo pubblicato la recensione di un manuale nel quale sono riportate le varie corrispondenze fra i transistori che si trovano attualmente in commercio.

La SPAGNA usa uno standard televisivo identico a quello italiano e così pure la Tunisia. La stazione da lei ricevuta è senz'altro BARCELLONA che lavora sul canale 4 con una potenza di 25/5 kW.

In Tunisia attualmente è in funzione un trasmettitore a BOU-KORNINE (Tunis) avente una potenza di 1,3/0,325 kW che lavora sul canale 6 con polarizzazione verticale (182,25 ÷ 187,75).

L'antenna alla quale fa riferimento, essendo costituita da un solo dipolo ha un rendimento nettamente inferiore alle normali antenne YAGI, infatti essa è adatta esclusivamente in quelle zone in cui i segnali siano particolarmente forti.

Sig. GRONCHI P.L. - Livorno

Signal tracer

Il suo quesito è tutt'altro che chiaro dato che non si capisce bene se quando tocca il circuito di placca è forte il segnale oppure la tensione di polarizzazione di griglia.

Per permetterci di dare una risposta esatta sarebbe opportuno che ci inviassi in visione lo schema dello strumento da lei costruito.

Lo schema di un buon SIGNAL TRACER sarà pubblicato prossimamente su SELEZIONE RADIO TV.

Sig. GIRARDOT J. P. - Cagliari

Radiomicrofono n° 7/8-1962

Per costruire il radiomicrofono descritto a suo tempo nel n° 7/8-1962 della rivista può usare una bobina per circuito di aereo CS2, avente il numero di catalogo G.B.C. - 0/486. Tenga presente che il punto di giunzione fra la resistenza da 6,8 kΩ, collegata ad un capo di L2, ed il condensatore da 5 kpF, dovrà far capo anche al negativo della batteria.

Sig. LONGO I. - Verona

Ricevitore per OC a transistori

Lo schema al quale fa riferimento è stato estratto direttamente dalla rivista FUNK-SCHAU, come è stato pubblicato in calce all'articolo relativo alla descrizione di tale apparecchio.

Ho tardato a rispondere alla sua richiesta, dato che essendo lei in possesso di una buona esperienza in fatto di costruzioni radio, ho voluto controllare tanto lo schema quanto la eventuale corrispondenza con altri lettori su tale argomento.

Lo schema è esatto. Alcuni lettori hanno realizzato tale apparecchio con risultati positivi, altri con risultati negativi.

La soluzione da Lei adottata circa il condensatore variabile è buona e non può avere conseguenze negative sul funzionamento dell'apparecchio. Ha provato ad invertire il senso degli avvolgimenti delle bobine, una per volta naturalmente? Controlli pure le tensioni presenti sugli elettrodi dei transistori ed infine si accerti delle reali possibilità di funzionamento del ricevitore facendo uso di un generatore di segnali accoppiato strettamente al circuito di antenna. Infatti il difetto dell'apparecchio potrebbe consistere in una notevole mancanza di sensibilità dovuta magari al sistema di antenna usato.

Qualora i risultati fossero ancora negativi mi riscriva e le invierò lo schema di un apparecchio di più sicuro funzionamento.

Sig. RUGGERINI C. - Modena

Lampada per proiettore

In considerazione della potenza assorbita dalla lampada usata non le consigliamo l'uso di una resistenza NTC per proteggere il relativo filamento.

D'altra parte dato che la bruciatura del filamento da lei denunciata, non ci risulta sia comune ad altri proiettori dello stesso tipo, abbiamo il sospetto che il filamento della lampada in suo possesso sia sovraalimentato. Le consigliamo perciò di voler controllare con un voltmetro e con lampada accesa, tanto la tensione di rete che dovrà corrispondere a quella richiesta, quanto quella presente ai capi del filamento e che naturalmente dovrà anch'essa corrispondere esattamente a quella prevista dal costruttore.

Se la tensione di rete è esatta e quella di filamento risulta eccessiva è evidente che è stato sbagliato il rapporto del trasformatore

o, fatto più verosimile, è presente nello stesso un corto circuito. Qualora risulti eccessiva la tensione di rete si può portarla al valore nominale tramite un autotrasformatore o meglio ancora mediante uno stabilizzatore.

Sig. ROSSANO P. - Roma

Bobine su nucleo

Come abbiamo già precisato su SELEZIONE TECNICA non ci è possibile rispondere a quesiti per i quali sia necessario effettuare calcoli che ci causerebbero una notevole perdita di tempo.

D'altra parte la formula per calcolare i valori che le interessa conoscere è rintracciabile in qualsiasi manuale di radiotecnica. Inoltre disponendo di un GRID DIP può effettuare direttamente l'avvolgimento su un nucleo di ferroxcube PHILIPS controllando con lo stesso strumento l'accordo sulle frequenze desiderate.

Sig. GALLI G. - Milano

Cross-over per altoparlanti

In figura 1 è riportato lo schema relativo al filtro cross-over che le interessa.

La frequenza di taglio è di 2.000 Hz, la potenza 12 dB/ottava. $L = 1,8 \text{ mH}$; $C = 3,5 \text{ }\mu\text{F}$.

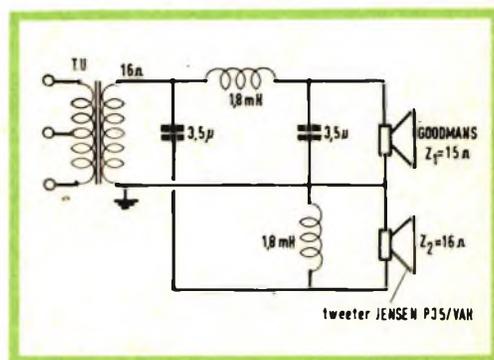


Fig. 1 - Schema del filtro cross-over.

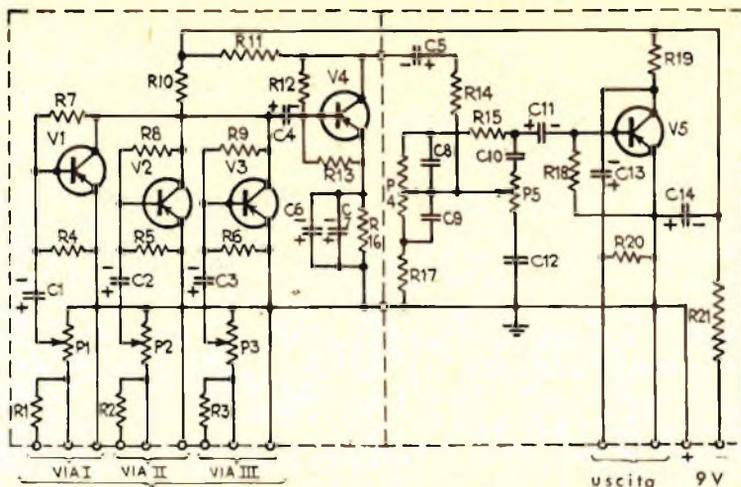


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore per chitarra elettrica.

Sig. CORELLI G. - Napoli

Preamplificatore per chitarra elettrica

In fig. 1 riportiamo lo schema relativo a un preamplificatore correttore a tre canali per chitarra elettrica la cui sensibilità è dell'ordine di 3 mV.

Come richiesto esso consente la correzione dei toni acuti e di quelli bassi separatamente e che può essere collegato a qualsiasi amplificatore a valvola o a transistori.

Il preamplificatore permette di effettuare il mixaggio di tre ingressi diversi ai quali possono essere collegati microfono per chitarra elettrica ad alta e media impedenza. Naturalmente ad un ingresso può essere collegato un giradischi od un microfono normale. Il consumo è di circa 3 mA con una tensione di alimentazione di 9 V. Il valore dei componenti è il seguente:

R1 - R2 - R3 = 47 kΩ; R4 - R5 - R6 = 22 kΩ; R7 - R8 - R9 = 470 kΩ; R10 = 4,7 kΩ; R11 = 22 kΩ; R12 = 220 kΩ; R13 = 33 kΩ; R14 = 10 kΩ; R15 = 100 kΩ; R16 = 1,5 kΩ; R17 = 1 kΩ; R18 = 150 kΩ; R19 = 47 kΩ; R20 = 270 kΩ; R21 = 180 kΩ; C1 - C2 - C3 =

= 10 μF; C4 - C5 - C6 - C7 = 10 μF; C8 = 0,02 μF; C9 = 0,22 μF; C10 = 0,002 μF; C11 = 10 μF; C12 = 0,08 μF; C13 = 0,05 μF; C14 = 100 μF; P1 - P2 - P3 = 25 kΩ; P4 - P5 = 50 kΩ.

Tutti i transistori usati sono del tipo OC72.

Sig. GABRIELLI M. - Roma

Anomalie in un apparecchio radioricevente

Riteniamo che sia in errore quando afferma che nell'apparecchio FM/3, comprato presso la nostra sede di Roma, manchi il compensatore relativo al gruppo AF per la modulazione di ampiezza. Il nucleo della bobina, se manca veramente, potrebbe essere sciolto durante le operazioni di trasporto. Però, sussistendo tali condizioni, l'anomalia avrebbe dovuto manifestarsi anche all'atto dell'acquisto dato che ogni apparecchio viene provato in presenza del Cliente.

Prima di procedere ad un ritocco dei circuiti AM, dato che la sezione FM funziona regolarmente, le consigliamo di far controllare l'apparecchio dai tecnici della sede di Roma della G.B.C.

Anomalia in un televisore BELL TELEPHONE

Da quanto ci espone risulta evidente che il trasformatore di alimentazione, dopo la bruciatura, è stato riavvolto in modo inesatto se è vero che secondo i dati che ci comunica la tensione anodica risulta inferiore del 12% rispetto al valore precedente e quella di alimentazione dei filamenti più bassa del 20% rispetto alla tensione richiesta dagli stessi. Tenga presente che le tensioni notevolmente inferiori ai valori normali sovente sono altrettanto dannose, per la vita del televisore, quanto le tensioni aventi valori notevolmente superiori.

Circa l'anomalia verificatasi recentemente non è da escludere che la sua causa sia da ricercare nel circuito di riga. La prassi per effettuare la ricerca di tali guasti è stata pubblicata nella RUBRICA SERVIZIO TV degli anni 1962/1963.

In primo luogo le consiglio di procurarsi lo schema del televisore in suo possesso che è stato pubblicato nello SCHEMARIO TV - volume XX - edito dalla Casa Editrice IL ROSTRO, Via Monte Generoso, 6 - Milano e successivamente, attenendosi allo stesso, di controllare accuratamente i valori delle tensioni, le forme d'onda ed infine il valore dei vari componenti. Alla sostituzione del trasformatore di riga, che potrà richiedere alla casa costruttrice, eventualmente provvederà in un secondo tempo dopo aver accertato una eventuale sua avaria.

Nel caso trovi delle difficoltà le consiglio di affidare il televisore ad un buon laboratorio, preferibilmente specializzato nelle riparazioni degli apparecchi della stessa casa costruttrice.

Dott. FURLOTTI - Parma

Amplificatore TR/114

Molti lettori hanno usato l'amplificatore TR/114 per accoppiarlo ad un ricevitore a transistori da installare a bordo di autovetture, ed hanno ottenuto risultati positivi. Naturalmente nel suo caso è consigliabile collegare l'amplificatore allo stadio rivelatore o tutto al più allo stadio preamplificatore di bassa frequenza a seconda dei risultati rag-

giungibili e che potrà constatare sperimentalmente.

Evidentemente collegando l'ingresso dell'amplificatore all'uscita dello stadio finale si notano degli effetti di distorsione molto rilevanti.

Per consentire la regolazione dell'amplificatore può essere utile l'inserimento di un potenziometro da 5000 Ω , del tipo logaritmico, connesso fra la massa e l'entrata dell'amplificatore stesso.

Sig. RUSSO E. - Roma

Microfoni magnetici per otofoni

La G.B.C. non dispone dei microfoni magnetici adatti per gli uditofoni ai quali fa riferimento.

Potrà procurarsi gli stessi presso le ditte specializzate, che certamente non mancano a Roma, quali la MAICO, l'AMPLIFON ed altre ancora.

Sig. GALABANI A. - Novara

Trasmettitore per i 27 MHz

Il trasmettitore a transistori AUY10 pubblicato nel n. 6 della rivista, che è la modifica di un trasmettitore identico, pubblicato a suo tempo in questa stessa rubrica, è stato costruito con ottimi risultati da altri nostri lettori per essere adibito al radiocomando di modelli avionavali.

Desiderando realizzare un oscillatore, sempre per le stesse frequenze, ad un solo transistoro le consigliamo il circuito pubblicato nel n. 8 a pagina 1119 e che è stato progettato con successo dal Magg. Basso.

Tenga presente che in uno dei prossimi numeri verrà pubblicato lo schema relativo a un altro trasmettitore a transistoro espressamente costruito per radiocomando; però riteniamo che la soluzione migliore sia quella di usare il trasmettitore descritto nel n. 6 che a tale scopo è stato sufficientemente collaudato e consente di ottenere risultati sicuri, cosa non sempre possibile facendo ricorso ad un circuito ad un solo transistoro.

Alimentazione apparecchio a transistori

A parte il fatto che riteniamo poco consigliabile la trasformazione da lei prospettata dato che l'apparecchio AR/21 è stato studiato per alimentare un amplificatore di BF avente le caratteristiche corrispondenti a quello impiegato, riteniamo che la soluzione più semplice per alimentare gli stadi ad AF e MF a 9 V sia quello di interporre una resistenza da 820 Ω , 1/2 W, nel circuito che dall'amplificatore a BF va ad alimentare tali stadi.

Qualora il circuito da lei impiegato sia del tipo con il negativo a massa le consigliamo invece di adottare un circuito simile a quello illustrato nella rubrica « I lettori ci scrivono » nel n° 5/1964 a proposito dell'alimentazione del TR/112 e del TR/114.

Sig. **BERTON P.** - Padova

Modifiche ad un amplificatore

L'amplificatore Goodness, consente di ottenere, una potenza di uscita dell'ordine di 10 W, quello in suo possesso riesce ad erogarne a malapena circa 2,5 W ed è destinato più che altro ai complessi per fonovaligia.

Di conseguenza non le consigliamo di realizzare un apparecchio ibrido che non le consentirebbe di raggiungere i risultati che desidera.

Sig. **GABRIELLI M.** - Roma

Taratura di un ricevitore per FM

L'allineamento dei circuiti relativi all'oscillatore per la FM può essere effettuato mediante l'uso di un generatore modulato in frequenza e di un misuratore di uscita.

Il generatore di segnali dovrà essere accoppiato al circuito di antenna FM, in modo piuttosto lasco, dopo di che si sintonizzerà tanto il gruppo quanto il generatore sui 90 MHz (posizione che corrisponde al condensatore variabile del gruppo chiuso) regolando i nuclei delle bobine dell'oscillatore e quelli d'aereo sempre per la massima uscita. Eseguita tale operazione, gruppo e generatore,

verranno sintonizzati su 100 MHz (cioè con variabile quasi tutto aperto), e si agirà sui compensatori in modo da ottenere sempre la massima uscita.

Al fine di ottenere un allineamento il più perfetto possibile, detta operazione dovrà essere ripetuta più volte. Inoltre, perché la taratura risulti stabile nel tempo, sarà necessario fissare mediante della cera od un mastice adatto, la posizione dei singoli nuclei.

Il telaio di MF essendo stato tarato in fabbrica non è opportuno tararlo a meno che non siano stati alterati i relativi circuiti.

Sig. **GENZONE G.** - Milano

Voltmetro a valvola EICO mod. 232

I prezzi relativi a tutti gli apparecchi della EICO, venduti nei negozi della G.B.C. anche sotto forma di scatola di montaggio, sono stati pubblicati nel n° 7/1964 di SELEZIONE RADIO-TV.

Il prezzo relativo al VOLTMETRO A VALVOLA EICO mod 232 è di L. 38.800 sotto forma di scatola di montaggio (SM/112) e di Lire 58.300 montata.

Lo strumento M1 non può essere fornito separatamente.

Lo schema relativo all'amplificatore d'antenna sarà pubblicato sulla rivista.

Sig. Rag. **MEAZZA D.** - Milano

Altoparlante per SM4413

L'altoparlante ISOPHON A/463, adatto per toni alti, deve essere collegato in parallelo al secondario del trasformatore di uscita. In esso è incorporato un filtro passa-alto che consente soltanto la riproduzione delle note aventi una frequenza superiore ai 2000 Hz. Il massimo carico raggiungibile è di 2 W ma è possibile raggiungere i 12,5 W collegando in parallelo uno dei due altoparlanti in suo possesso.

Ad ogni modo tenga presente che presso la G.B.C. sono disponibili alcuni tipi di CROSS-OVER della nota ditta PIRLEX i quali le consentiranno di risolvere in modo perfetto il suo problema.

ANCHE IN ITALIA!

IN UNA CONFEZIONE DI CLASSE
NASTRI MAGNETICI
 INDEFORMABILI A DOPPIA DURATA



"Pydurtrop"

"Professional"



stabilità assoluta - massima flessibilità

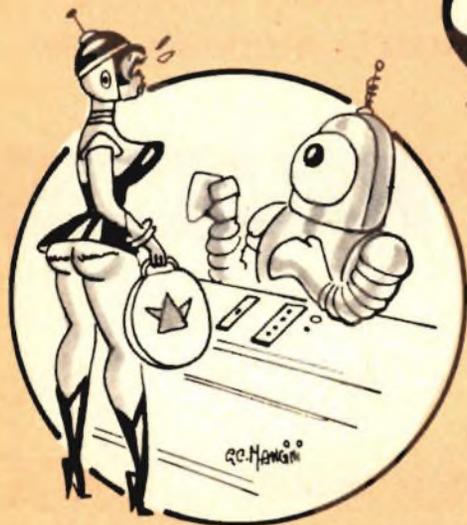
non logora le testine magnetiche



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



video
risate



« Mi spiace signorina, ma il razzo per Saturno è appena partito: ripassi fra 9 anni luce »



« Cosa?! Nervoso io?! Sei pazzo?.. »



« ...Naturalmente, signore, lavaggio, lubrificazione e cromatura sono compresi nel prezzo... »



« ...Ma no, ma no! Lei è la moglie di quello che le sta buscandol... »

ILLUSTRATA

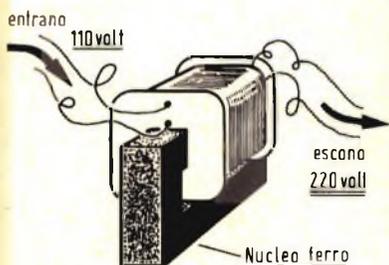
I TRASFORMATORI

Dei trasformatori ci siamo già occupati quando abbiamo studiato la bobina e l'induttanza. Sappiamo inoltre ciò che avviene quando in una bobina circola della corrente alternata; vogliamo ora vedere alcuni impieghi pratici di questi fenomeni.

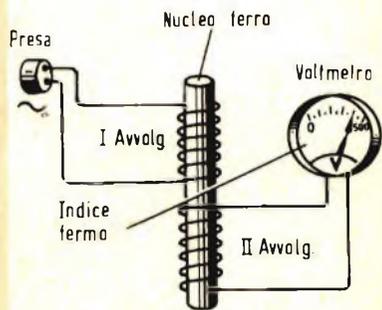
Tra gli innumerevoli pregi che la corrente alternata ha sulla corrente continua va annoverato quello che riguarda la possibilità di poter facilmente abbassare o innalzare la tensione di corrente. Questo con la corrente continua si può fare molto difficilmente.

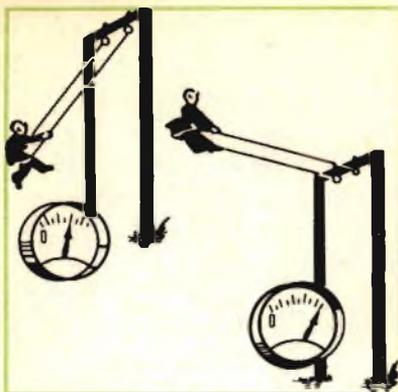
La trasformazione da un dato valore di tensione ad un altro valore di tensione viene effettuata da un dispositivo chiamato « trasformatore ». Questo comunissimo apparecchio elettrico è formato essenzialmente da due avvolgimenti separati, avvolti su un unico nucleo di ferro dolce.

Per ben comprendere il funzionamento del trasformatore e per capire la relazione che intercorre tra tensione e numero di spire si osservi il semplice circuito qui accanto. Abbiamo un nucleo di ferro sul quale è avvolto un avvolgimento che noi chiameremo « primario » e i cui estremi vengono collegati alla rete luce. Un secondo avvolgimento che noi chiameremo « secondario » viene avvolto sul medesimo nucleo di ferro; gli estremi di questo avvolgimento vengono collegati ad uno strumento capace di registrare una tensione o una corrente alternata.

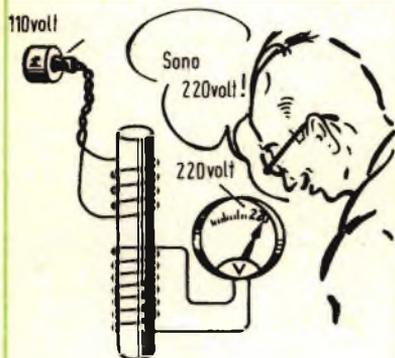


TRASFORMATORE

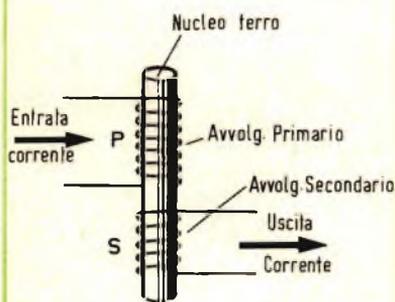




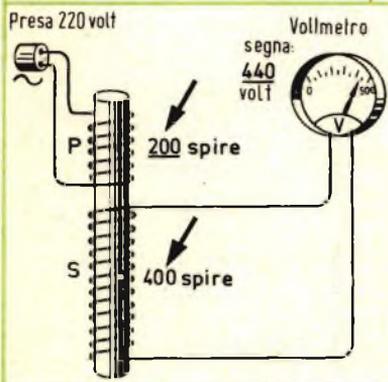
Qui è indicato molto semplicemente l'escursione che può effettuare l'indice di questo strumento sul quadrante; l'indice si porterà verso il fondo della scala quando la corrente o la tensione saranno elevate.



Riprendiamo il dispositivo precedentemente descritto; il primario viene collegato attraverso una spina ad una presa della luce sulla quale è presente una tensione di 110 V. Gli estremi del secondario vengono invece collegati ad uno strumento per corrente alternata che può misurare una tensione superiore a 110 V. Se le spire del primario sono 100 e le spire del secondario sono 200 noi potremo osservare che lo strumento collegato indicherà una tensione di 220 V.

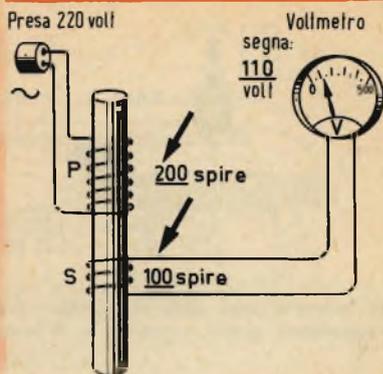


Ecco riportati su questa figura gli elementi essenziali che costituiscono un trasformatore: abbiamo un avvolgimento primario (p) e abbiamo un avvolgimento secondario (s); i due avvolgimenti sono avvolti su un nucleo di materiale magnetico e sono completamente separati tra di loro.

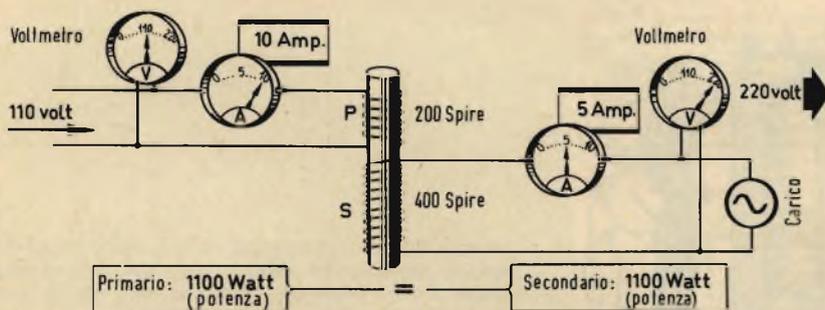
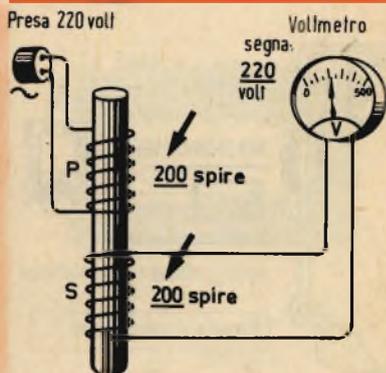


Supponiamo di collegare il primario ad una presa di tensione di 220 V. Il secondario viene ancora collegato ad uno strumento che può indicare una corrente alternata. Le spire del primario sono 200, le spire del secondario sono 400. Se inseriamo la spina collegata al primario nella presa a 220 V potremo osservare che l'indice dello strumento collegato al secondario segnerà un valore di tensione secondaria rispetto a quella primaria.

Facciamo ancora un'altra prova. Supponiamo che le spire del primario siano 200 e che le spire del secondario siano 100; colleghiamo gli estremi del primario ad una presa dove è presente una tensione di 220 V; colleghiamo gli estremi del secondario al solito strumento per corrente alternata. Collegando il primario alla presa di corrente potremo osservare che l'indice dello strumento segnerà un valore di 110 V presente agli estremi del secondario.

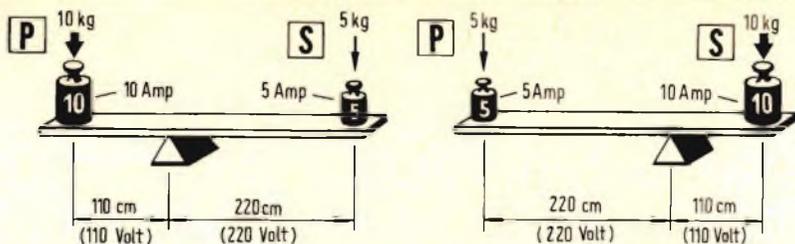


Il numero di spire del primario in questo caso è 200; il numero di spire del secondario è pure 200; al primario è collegata una tensione di 220 V, lo strumento collegato agli estremi del secondario indicherà una tensione di 220 V. Il tecnico dice che in questo caso il « rapporto di trasformazione » è di 1 : 1. Tale rapporto che in realtà è il rapporto del numero delle spire rispettivamente del primario e del secondario, può essere di 1 a 2 (1 : 2) di 1 a 5 (1 : 5) oppure di 2 a 1 (2 : 1) oppure di 4 a 1 (4 : 1) e così via.



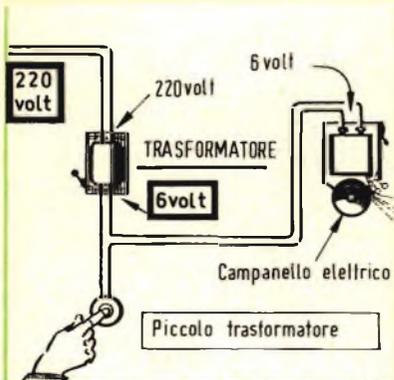
Fino adesso abbiamo misurato soltanto le tensioni presenti rispettivamente al primario e al secondario. È interessante misurare le correnti che circolano rispettivamente nel primario e nel secondario. Dall'esempio qui sopra riportato vedremo che il valore delle correnti del primario e del secondario si comporta in maniera « opposta » al valore della tensione rispettivamente del primario e del secondario. In que-

sto esempio, sull'avvolgimento secondario del trasformatore noi misuriamo una tensione di 220 V e una corrente di 5 A; il primario invece, è collegato ad una tensione di 110 V e l'ampmetro collegato in serie indica una corrente di 10 A. Naturalmente, le potenze presenti sul primario e sul secondario devono essere uguali, ed infatti sia nel primario che nel secondario abbiamo una potenza di 1100 W.



Un esempio tolto dalla meccanica chiarisce molto egregiamente questo concetto: se il braccio della le-

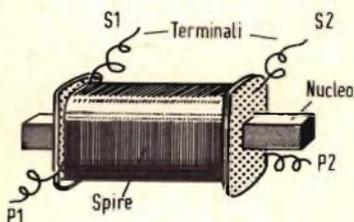
va è doppio, perché si abbia l'equilibrio si richiede che il peso sia metà di quello presente sul braccio più corto e viceversa.



I trasformatori vengono impiegati in moltissime applicazioni; essi sono costruiti per le più disparate potenze e tensioni. In casa è noto il trasformatore del campanello il quale appunto abbassa la tensione della rete da 220 V a 6 V o a 4 V.

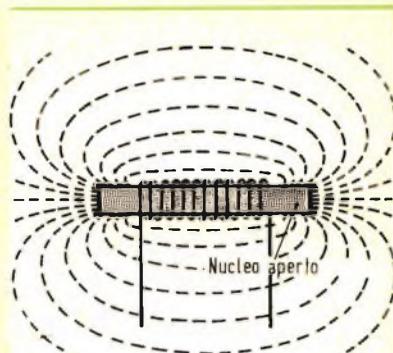


In elettrotecnica vengono impiegati i cosiddetti trasformatori di potenza nelle sottostazioni delle centrali idroelettriche. Tali trasformatori possono abbassare la tensione da 30.000 V a 3.000 V o viceversa.

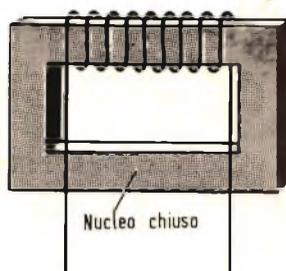


In pratica i trasformatori assumono un aspetto completamente diverso da quello schematicamente da noi indicato in precedenza. Gli avvolgimenti sono accuratamente isolati uno dall'altro o disposti uno sopra l'altro. Essi vengono disposti su un materiale isolato che viene chiamato « cartoccio » dentro il quale viene disposto il nucleo di materiale magnetico.

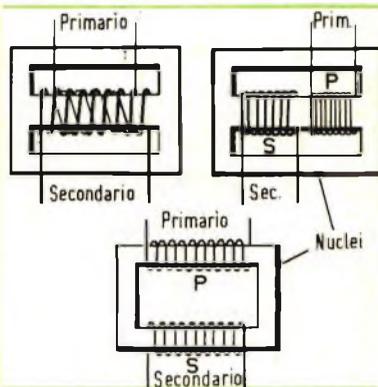
In genere, il nucleo di ferro non assume l'aspetto indicato nel trasformatore precedente. Si cerca di effettuare un circuito magnetico « chiuso » nel quale le linee di forza passano per tutto il loro percorso dentro il materiale magnetico. In questo modo esse non si disperdono nello spazio circostante, ma tutte contribuiscono ad aumentare l'induttanza e quindi il rendimento del trasformatore.



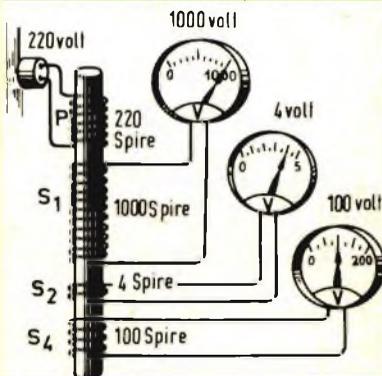
Si dà quindi al nucleo magnetico una forma pressoché anulare che permette di realizzare un circuito magnetico chiuso.



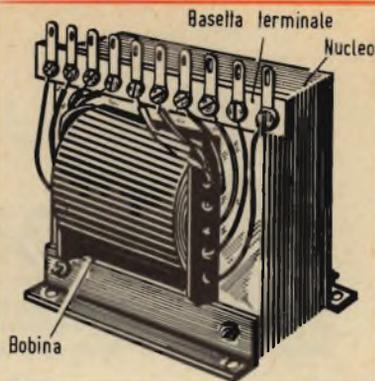
Nei moderni trasformatori per eliminare un eccessivo ingombro il primario e il secondario possono essere avvolti uno sopra l'altro oppure l'uno accanto all'altro oppure infine sui bracci opposti del nucleo magnetico.



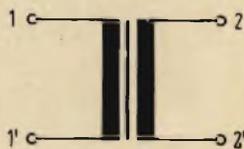
Un trasformatore può avere più di un secondario, per esempio, in figura abbiamo i secondari S₁, S₂, S₃. Le tensioni presenti su questi vari secondari sono proporzionali al numero di spire di cui sono formati.



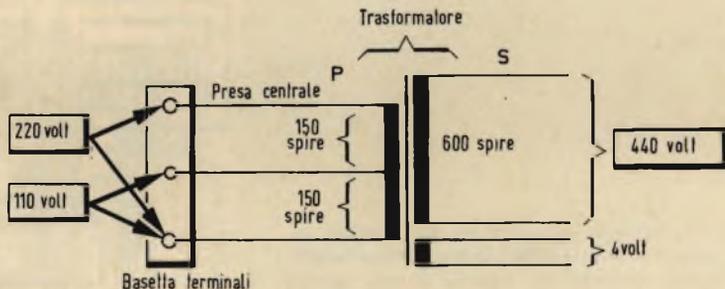
Ecco qui in pratica come si presenta un trasformatore: un classico trasformatore di alimentazione per apparecchi radio. I vari terminali rispettivamente del primario e del secondario fanno tutti capo ad una basetta e vengono collegati alle rispettive pagliette. Il nucleo non è formato di ferro compatto ma, come già abbiamo visto, è formato da tanti lamierini isolati che permettono di ridurre al minimo le correnti parassite indotte e quindi il riscaldamento del trasformatore.



Ecco qui come viene indicato negli schemi delle apparecchiature elettriche il trasformatore; il primario e il secondario sono costituiti rispettivamente dalle due linee verticali più marcate; la linea al centro indica la presenza del nucleo di ferro.

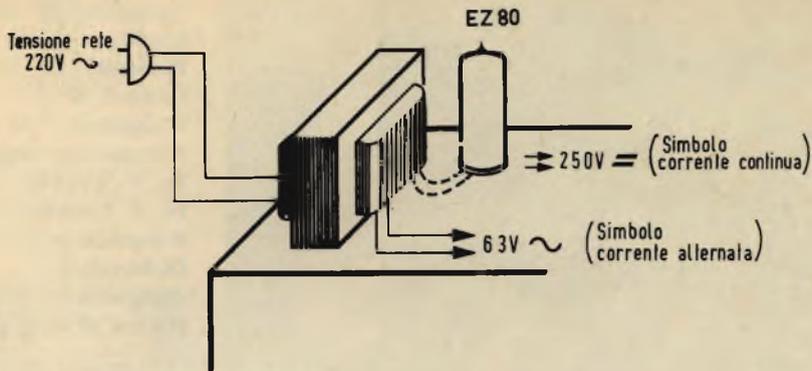


Simbolo del "trasformatore".



Nei radio ricevitori la tensione della rete viene collegata direttamente al trasformatore. Questo trasformatore pertanto dovrà essere costruito in modo da poter essere collegato sia ad una rete con tensione di 110 V sia ad una rete con tensione di 220 V. In questo caso però le tensioni presenti sugli avvolgimenti secondari devono mantenere sempre lo stesso valore. Per ottenere ciò, si collega la tensione di rete a 220 V al centro dell'avvolgimento primario. In questo modo quando si collega il trasformatore ad una tensione di rete di 110 V i valori di tensione presenti sul secondario rimangono invariati. Supponiamo che le spire dell'avvolgimento primario collegate alla tensione di 220 V siano 300. Siccome noi desideriamo che agli estremi del secondario sia presente una tensione di 440 V, sarà necessario che l'avvolgimento secondario

sia formato da 600 spire. Abbiamo quindi un rapporto di trasformazione di 1 : 2. Quando noi colleghiamo al primario un valore di tensione di 110 V e desideriamo che ai capi del secondario la tensione si mantenga ancora sul valore di 440 V, è evidente che dovremo mantenere il rapporto di trasformazione a 1 : 4. Ora, questo si ottiene portando il numero delle spire del primario ad un valore metà del precedente e cioè a 150 spire. Con la presa centrale ciò si ottiene molto facilmente. Diversamente, quando noi abbiamo una tensione di rete di valore dimezzato dovremo prevedere il passaggio di corrente con valore doppio di quello che si ha con la tensione di 220 V. In questo caso la sezione del filo dell'avvolgimento collegato alla tensione di 110 V dovrebbe essere maggiore.



Gli stadi di un amplificatore B. F. e di un ricevitore lavorano con tensione continua. Per questo volendo alimentare questi ricevitori con la tensione della re-

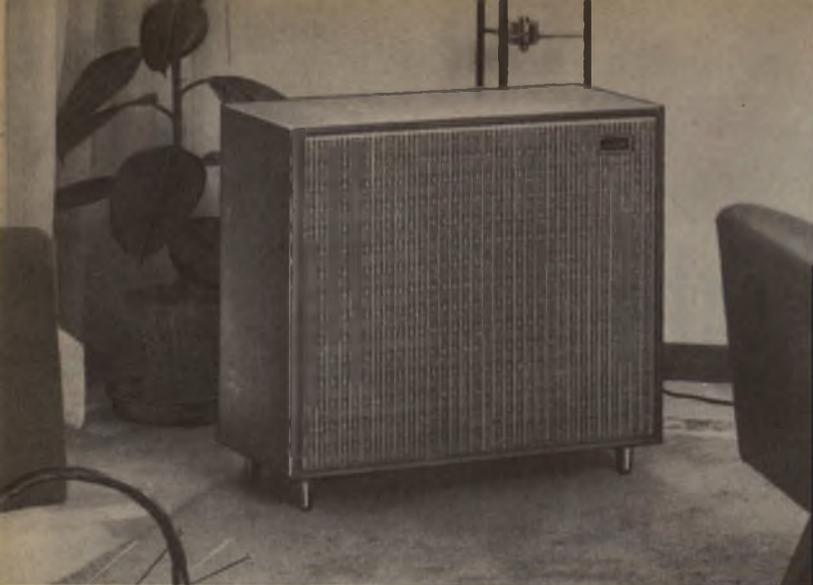
te bisognerà innanzitutto rendere tale tensione da alternata a continua. Ma di questo ci occuperemo prossimamente.

LESA



per l'industria:
GIRADISCHI
CAMBIADISCHI
POTENZIOMETRI
MACCHINARIO ELETTRICO

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
 LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i.Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA



A/491

Completo di altoparlanti e
piedini

Potenza: 12 W

Campo di

frequenza: 45 ÷ 16.000 Hz

Altoparlanti impiegati:

N. 1 Woofer

N. 1 Tweeter

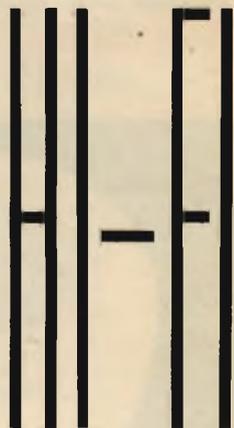
Impedenza: 8 ohm

Dimensioni

d'ingombro: 570 x 488 x 260

Prezzo di listino: L. 48.000

bass-reflex "argos,"



A/491-1

Completo di altoparlanti

Potenza: 15 W

Campo di

frequenza: 45 ÷ 17.000 Hz

Altoparlanti impiegati:

N. 1 Woofer

N. 2 Tweeter

Impedenza: 8 ohm

Dimensioni

d'ingombro: 633 x 260 x 360

Prezzo di listino: L. 44.000



PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

IV Parte

ALTERAZIONI DELLA PROPAGAZIONE IONOSFERICA

Abbiamo già accennato al fatto per cui durante i periodi di maggiore attività delle macchie solari si verifica un notevole miglioramento della propagazione delle onde elettromagnetiche, che si traduce in un aumento del limite superiore delle frequenze normalmente utilizzate per assicurare le radiocomunicazioni a grande distanza.

In concomitanza della maggiore attività solare si manifestano frequentemente due fenomeni che, in aggiunta al **fading**, del quale parleremo nel paragrafo successivo, sono la causa di notevoli perturbazioni della propagazione stessa.

Ci riferiamo alle **tempeste ionosferiche** e all'**effetto Dellinger**. Quest'ultimo ha preso il nome dallo scienziato che ne ha studiato le cause ed è noto anche con il termine anglo-sassone di **fade-out**, che significa evanescenza totale.

Lunghe osservazioni hanno consentito di constatare in primo luogo che l'evanescenza totale si nota sempre contemporaneamente ad una eruzione solare ed in seconda analisi che le radiazioni che ne sono la causa viaggiano con la stessa velocità della luce. Questa constatazione è stata messa in evidenza dal fatto che la comparsa del fenomeno sulla terra e l'osservazione astronomica del corrispondente fenomeno ottico, tramite dei telescopi, coincidono fra loro.

Da rilevare che se l'eruzione solare dura un periodo piuttosto limitato, che può essere dell'ordine di qualche minuto, il **fade-out**, che è dovuto alla intensa ionizzazione dello strato **D** che determina l'assorbimento totale delle onde elettromagnetiche, si protrae per un periodo molto più lungo. Ciò è dovuto alla alta densità assunta dallo strato ionosferico, per cui la ricombinazione degli elettroni e degli ioni avviene in modo piuttosto lento, cosicché una eruzione di breve durata può provocare un **fade-out** per un periodo di tempo anche superiore alle due o tre ore.

L'effetto **DELLINGER**, che avviene sempre contemporaneamente ad una perturba-

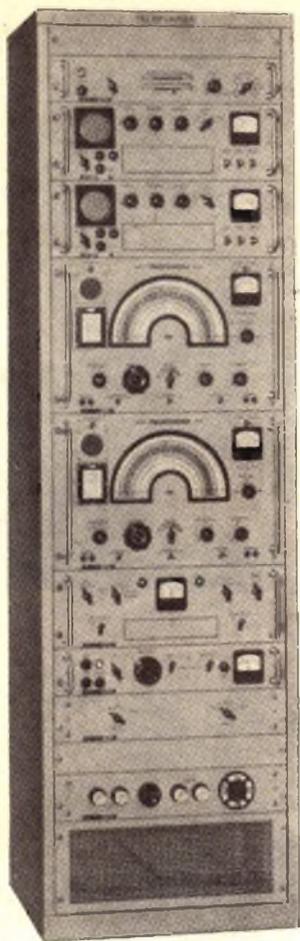


Fig. 1 - Complesso Telefunken per ricezione Diversity.

zione del campo magnetico terrestre, è molto più intenso nelle latitudini più basse dove i raggi solari giungono con angoli elevati. In tali condizioni le frequenze basse sono quelle che maggiormente sono influenzate dal fenomeno. Le anomalie in questione si manifestano esclusivamente nelle ore diurne ed interessano soltanto le onde elettromagnetiche che si propagano per riflessione negli strati ionosferici e che effettuano, anche parzialmente, percorsi diurni.

Le tempeste ionosferiche, in genere hanno degli effetti molto più deleteri nel confronto delle radiocomunicazioni per il fat-

to che la loro durata è sempre molto superiore a quella delle anomalie dovute al fade-out, sono strettamente legate alle eruzioni solari.

Per quanto l'origine delle tempeste ionosferiche non sia stata ancora ben chiarita, sembra assodato che essa debba attribuirsi alle eruzioni cromosferiche di corpuscoli ionizzati provenienti dalle zone delle macchie solari. Queste radiazioni sono emesse sotto forma di getti che, contrariamente a quanto avviene per le onde elettromagnetiche, si propagano soltanto verso una ben determinata direzione. Ciò rappresenta un vantaggio dato che i loro effetti deleteri sulla propagazione delle onde elettromagnetiche, sono provocati esclusivamente da quei getti che sono diretti verso il nostro pianeta.

Le tempeste ionosferiche sono altresì la causa di anomalie nelle comunicazioni che avvengono via filo e che si manifestano con un certo ritardo rispetto a quelle che si riscontrano nella radiopropagazione dato che i corpuscoli ionizzati si propagano ad una velocità notevolmente inferiore a quella della luce ed impiegano un certo numero di ore per raggiungere la terra. Ciò spiega perchè le perturbazioni che alterano le trasmissioni su cavo siano rilevate con un ritardo compreso fra le 12 e le 30 ore rispetto ai fenomeni di **fade-out** aventi la stessa origine.

Il fenomeno, in linea di massima, provoca un aumento dell'altezza dello strato **F** ed una riduzione della sua ionizzazione la qual cosa impedisce la riflessione sulla terra delle frequenze che normalmente vi sono riflesse, per periodi di tempo di notevole durata e che talvolta possono superare anche uno o più giorni.

I percorsi più danneggiati sono quelli passanti per i poli. A differenza degli effetti di **fade-out**, le tempeste magnetiche talvolta possono essere previste, tenendo conto della natura delle macchie solari e del movimento di rotazione del sole.

Segnalazione delle condizioni della propagazione

Le stazioni adatte alla emissione della frequenza standard ogni ora dai 19'29" e

dai 49'29" ai 49'40" trasmettono in telegrafia le condizioni della propagazione ionosferica secondo il seguente codice:

N = propagazione normale; U = propagazione instabile; W = propagazione pessima; 1 = pessima; 2 = molto cattiva; 3 = cattiva; 4 = cattiva/discreta; 5 = discreta; 6 = discreta/buona; 7 = buona; 8 = molto buona; 9 = eccellente.

La lettera indica lo stato della propagazione all'atto della emissione, le cifre, la previsione della propagazione fino a dodici ore dopo l'emissione.

PARTICOLARITA' DELLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

Evanescenza

L'evanescenza, nota anche con il nome anglosassone di « **fading** » è un fenomeno che si riscontra normalmente nella propagazione delle onde elettromagnetiche e che consiste in variazioni irregolari dell'intensità di campo in ricezione dei segnali radioelettrici.

Questo fenomeno è notevolmente accentuato nelle onde che seguono la via ionosferica o quella troposferica, cioè le onde medie e corte, mentre assume proporzioni più ridotte nelle onde lunghissime e lunghe ed in quelle aventi portata ottica, qualora siano ricevute per raggio diretto.

Si distinguono normalmente quattro tipi di evanescenza e precisamente: **evanescenza per assorbimento, evanescenza per interferenza, evanescenza di salto, evanescenza per polarizzazione**, che esamineremo brevemente.

Evanescenza per assorbimento

Questo tipo di evanescenza, che è caratterizzato da un periodo piuttosto lungo, è da attribuire all'assorbimento che le onde elettromagnetiche subiscono nella ionosfera ed è provocato dalle variazioni della concentrazione ionica o da sensibili mutamenti nell'altezza degli strati ionosferici. Essa è facilmente riconoscibile, tanto ad orecchio quanto facendo uso di uno strumento indicatore, per il fatto che le variazioni di intensità si susseguono, più o me-

no profondamente, con un periodo piuttosto lento ed abbastanza uniforme.

In casi eccezionali l'evanescenza per assorbimento può dare luogo ad un fenomeno abbastanza interessante. Infatti in talune condizioni si può notare che i segnali di una data stazione, in ricezione, siano sottoposti a delle variazioni di intensità molto regolari nel tempo ed aventi una frequenza di successione compresa fra alcuni decimi di periodo e qualche periodo al secondo. Tale fenomeno è del tutto identico a quello provocato da due stazioni che lavorino sulla stessa frequenza in non perfetto sincronismo e che diano luogo a battimenti dello stesso ordine.

Evanescenza per interferenza

Questo genere di evanescenza è dovuto al fatto che le onde elettromagnetiche giungono al ricevitore effettuando percorsi differenti o perchè subiscono un numero diverso di riflessioni fra gli strati ionizzati e la terra. È evidente che in questo caso le diverse componenti giungeranno al posto ricevente sfasate fra di loro dando luogo a delle variazioni d'intensità dei segnali che, a differenza di quelle che caratterizzano l'evanescenza per assorbimento, sono molto irregolari. Esse sono tanto più profonde quanto maggiore è lo sfasamento delle componenti stesse.

Un fenomeno del tutto simile, come abbiamo già segnalato, si nota in quei punti dove i segnali di un trasmettitore giungono contemporaneamente, tanto per via diretta quanto per onda spaziale.

Evanescenza di salto

Si tratta di un fenomeno che si manifesta soltanto in quelle località nelle quali la ricezione avviene per onda diretta e nelle cui vicinanze le onde ionosferiche subiscono la riflessione negli strati superiori. Se a causa di eccezionali mutamenti della ionosfera questo punto di riflessione subisce degli spostamenti, nelle suddette zone si potranno notare notevoli affievolimenti, aventi profondità molto accentuate ed un periodo piuttosto lungo, che cesseranno non appena le condizioni di propagazione ritornano normali.

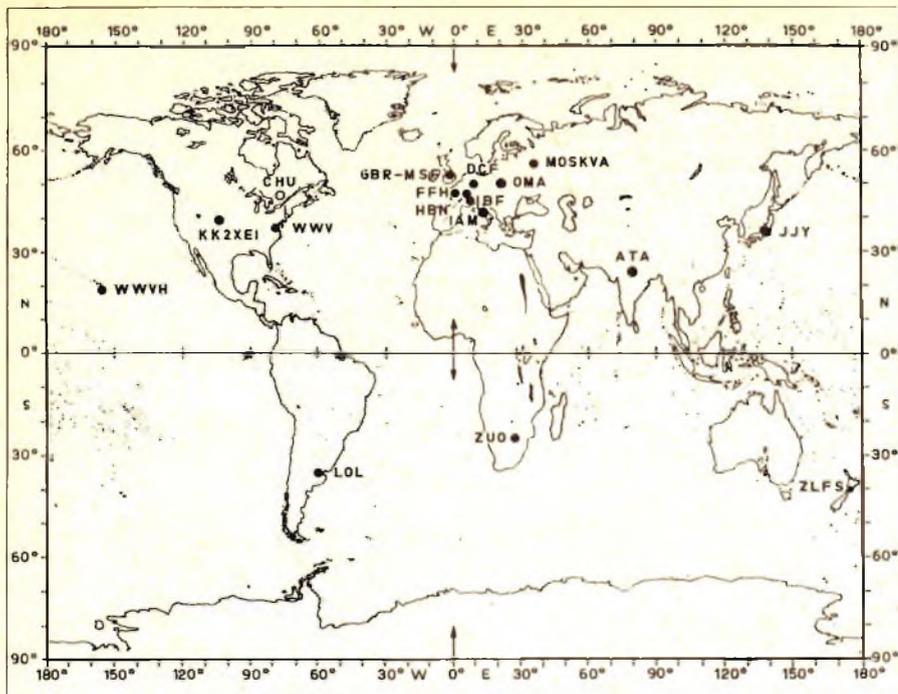


Fig. 2 - Stazioni adatte alla emissione di frequenze standard e segnali orari.

Evanescenza per polarizzazione

Il piano di polarizzazione di un'onda elettromagnetica, che incide sulla ionosfera, è soggetto ad un fenomeno di birifrazione che può dar luogo a due componenti **magneto-ioniche** dette rispettivamente **raggio ordinario**, che gira verso sinistra, e **raggio straordinario**, che gira verso destra. La velocità di penetrazione di questi due raggi è diversa, essendo diverso il loro indice di rifrazione.

Queste due componenti uscendo dallo strato ionizzato si possono ricombinare insieme ma non più come un **piano polarizzato**, ma bensì come un **campo elettrico** che ruota cambiando, durante un periodo, di ampiezza e di direzione dimodochè il vettore rappresentativo viene a percorrere una ellisse.

Tale campo ellittico varia perciò di valore e di orientamento rispetto all'aereo ricevente dando luogo in ricezione, a del-

le variazioni di intensità che sono chiamate evanescenze per polarizzazione.

Evanescenza selettiva

I fenomeni di evanescenza non sono perfettamente identici per tutta una gamma di frequenze ma possono subire notevoli variazioni anche per frequenze molto vicine fra loro. Variazioni di ampiezza e di fase si possono notare anche sulle frequenze che costituiscono la banda laterale di un'onda modulata con conseguente distorsione della modulazione stessa. A questo fenomeno è stato dato il nome di evanescenza selettiva.

Infine è il caso di segnalare che dei fenomeni molto simili alla evanescenza per assorbimento, si possono constatare nei ricevitori installati a bordo di autoveicoli, motoscafi ed altri mezzi mobili, attraversando delle località nelle quali esistano ostacoli di notevoli dimensioni quali edifici, ponti, colline, gallerie ecc.

SISTEMI PER ATTENUARE GLI EFFETTI DELLE EVANESCENZE

Per eliminare il dannoso effetto dovuto alle evanescenze i ricevitori moderni sono muniti di controllo automatico della sensibilità che in qualche caso è amplificato. Ciò generalmente è sufficiente per assicurare la buona ricezione dei normali programmi radiofonici.

Nei servizi professionali, oltre ad usare delle antenne alimentate direttamente quali le **antenne rombiche**, si preferisce ricorrere all'uso della ricezione **diversity** (o per diversità).

Partendo dal principio che le onde ionosferiche provenienti da un trasmettitore sono soggette a dei fenomeni di evanescenza che differiscono sensibilmente anche fra località molto vicine, si collegano due ricevitori sintonizzati sulla stessa stazione a due sistemi di antenne distanti fra loro alcune lunghezze d'onda: si potrà constatare che quando l'indice dell'indicatore di intensità (S meter) di un ricevitore si troverà ad esempio nella posizione di massimo, quello relativo all'altro ricevitore indicherà senz'altro un valore diverso. Adottando tale sistema e mediante l'uso di un commutatore elettronico si agisce in modo da inviare in bassa frequenza soltanto i segnali provenienti all'antenna in migliori condizioni di ricezione.

In pratica i complessi **diversity** sono generalmente costituiti da tre ricevitori collegati ad altrettante antenne, orientate nello stesso senso e distanti l'una dall'altra da 5 a 10 lunghezze d'onda. I segnali che giungono ai tre ricevitori, dopo lo stadio FI, sono avviati ad un miscelatore il quale ha il compito di selezionarli inviando all'amplificatore di bassa frequenza esclusivamente il segnale più forte. A tale amplificatore vengono perciò inviati istante per istante i segnali che provengono dal ricevitore che è collegato all'antenna che si trova nelle migliori condizioni di ricezione la qualcosa consente di ridurre gli effetti di evanescenza a valori del tutto trascurabili.

I moderni complessi diversity sono orientati per l'uso di due soli ricevitori collegati a due antenne.

UN GIOVANE SODDISFATTO



MOLTI GIOVANI HANNO INTERROTTO GLI STUDI PER RAGIONI ECONOMICHE E PER I METODI D'INSEGNAMENTO DURI E SUPERATI.

Oggi c'è una scuola per CORRISPONDENZA che grazie ad un metodo **originale** e **DIVERTENTE**, VI **SPECIALIZZA** in poco tempo nei settori di lavoro **MEGLIO PAGATI** e **SICURI**: **ELETTRONICA E RADIO-TELEVISIONE**

Voi pagate in piccole rate le lezioni (eccezionale sino a 52 rate). LA SCUOLA VI REGALA TUTTI GLI STRUMENTI PROFESSIONALI (analizzatore - provavalvole - oscillatore - **volmetro elettronico** - oscilloscopio) **UNA RADIO O UN TELEVISORE** (che montate a casa Vostra) e i raccoglitori per rilegare le dispense.



AGENZIA ORSINI

PER SAPERNE DI PIU' E VEDERE FOTOGRAFATI A COLORI TUTTI I MATERIALI PEZZO PER PEZZO, RICHIEDETE SUBITO **GRATIS** - SENZA IMPEGNO l'opuscolo "OGGI UNA PASSIONE... DOMANI UNA PROFESSIONE"

Basta inviare una cartolina postale con il Vostro Nome Cognome e indirizzo alla:

RADIO SCUOLA-TV
via Pinelli 12 - ST
Torino

ITALIANA



Effetto Lussemburgo

Si tratta di un fenomeno che trova la sua origine negli strati più bassi della ionosfera ed in conseguenza del quale due onde aventi frequenza notevolmente diversa, possono disturbarsi a vicenda: in modo particolare la stazione più potente modula quella più debole dando luogo alla cosiddetta « **modulazione incrociata** ». Al fenomeno è stato dato il nome di **effetto Lussemburgo** essendo stato osservato per la prima volta su tale stazione.

Questo fenomeno, che in passato era attribuito soltanto alla gamma delle onde lunghe mentre è stato dimostrato che si può verificare anche nella gamma delle onde medie, è da attribuire alle variazioni del numero degli urti tra le molecole e gli elettroni dello strato **E**, ad opera delle onde elettromagnetiche.

Gli studiosi italiani hanno contribuito in modo notevole alla conoscenza del fenomeno ed in modo particolare il prof. Cutolo della Università di Napoli.

Giro frequenza

Ad un certo valore di frequenza gli elettroni liberi della ionosfera, sotto l'azione del campo magnetico terrestre, ruotano descrivendo delle orbite quasi circolari. Tale frequenza alla quale è stato dato il nome di girofrequenza è data dalla formula $G_f = \frac{cH}{2m}$, nella quale G_f corrisponde alla girofrequenza, "c" al valore della carica dell'elettrone, ed "m" alla massa dell'elettrone. La girofrequenza ha un sensibile effetto nella propagazione delle onde elettromagnetiche comprese nella gamma **200-300 m** e può essere causa di effetto Lussemburgo.

Effetto Doppler

Si definisce come effetto Doppler quella

variazione di frequenza che si produce nei suoni, anche se sono costanti, che provengono da sorgenti in movimento. È noto infatti come il suono del clacson di un'auto in fase di avvicinamento risulta essere più acuto di quanto è in realtà, e più basso in fase di allontanamento.

Lo stesso fenomeno si manifesta tanto per le onde luminose quanto per le onde elettromagnetiche durante il loro viaggio dal trasmettitore al ricevitore. Infatti effettuando delle misure sulle frequenze emesse dalle stazioni standard si è potuto rilevare una variazione di frequenza compresa fra $\pm 4 \cdot 10^{-8}$ e $18 \cdot 10^{-8}$, variazione che non aveva riscontro nel controllo di frequenza effettuato al trasmettitore.

Consideriamo due punti **P'** e **P''**. Il punto **P'** sia fermo ed il punto **P''** si muova verso il primo: per raggiungerlo impiegherà un tempo **t**. Se anche il punto **P'** si muove verso **P''**, l'incontro dei due punti avverrà dopo un tempo $t' < t$. Se invece **P'** si muove allontanandosi da **P''**, (ammesso che la sua velocità sia minore di **P''**) i due punti si incontreranno dopo un tempo $t' > t$.

Ora invece di considerare i due punti **P'** e **P''** consideriamo un punto **P** ed un sistema di oscillazioni di frequenza **f**. Il punto **P** sia fermo e risulti investito dalle oscillazioni stesse. Un osservatore posto in **P** può notare che il periodo delle oscillazioni è $T = 1/f$. Supponiamo ora che il punto **P** si avvicini alla sorgente delle oscillazioni. Il tempo che intercorrerà fra un periodo ed il periodo successivo sarà evidentemente $T' < T$ ed a questo corrisponderà una nuova frequenza $f' > f$. Se invece il punto **P** si allontana dalla sorgente avremo un periodo $T'' > T$ ed una frequenza $f'' < f$. Tale sorgente si manifesta anche nel caso che le onde siano emesse da un veicolo che si sposta a notevole velocità come le astronavi o i satelliti artificiali, e quindi è sfruttato per stabilire la loro posizione.

ATTENZIONE! INFORMIAMO TUTTI GLI
ABBONATI CHE A CAUSA DEGLI SCIOPERI NAZIONALI DEI
POLIGRAFICI IL CATALOGO GENERALE COMPONENTI ELETTRONICI
G.B.C. 1965 VERRÀ SPEDITO ENTRO LA FINE DI APRILE

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte quarta — CARATTERISTICHE DELLE VALVOLE TERMOIONICHE

L'analisi approfondita di questo argomento richiederebbe in realtà uno spazio assai maggiore di quello di cui possiamo disporre. Tuttavia — stando alle premesse di questa serie di articoli — ci accontenteremo di considerarlo per grandi linee, pur fornendo quei ragguagli teorici e tecnici che consentiranno al lettore di avvantaggiarsi dei dati forniti dai diversi costruttori di valvole.

In questa parte, esamineremo quali sono le caratteristiche che devono essere prese in maggiore considerazione agli effetti della progettazione di un circuito. Alla fine di questa serie — invece — forniremo la maggior parte dei dati che occorre conoscere per interpretare correttamente le caratteristiche delle valvole termoioniche.

Qualsiasi valvola — come del resto qualsiasi componente elettronico — viene progettata e realizzata per rispondere a determinati requisiti, ossia per risolvere un particolare problema, o comunque per ovviare ad una data difficoltà nell'elaborazione del segnale da parte dell'apparecchiatura elettronica in cui essa viene usata.

Perchè ciò sia possibile, è necessario che la valvola stessa venga fatta funzionare in determinate condizioni di lavoro, tali da permettere di ottenere il funzionamento desiderato.

Le suddette condizioni di lavoro vengono stabilite ad opera della tensione di accensione del filamento, della relativa corrente, nonché delle tensioni di polarizzazione applicate ai diversi elettrodi, dalle correnti che scorrono nei rispettivi cir-

cuiti, ed infine dall'andamento della curva che esprime la relazione che intercorre tra le variazioni che il segnale provoca nel circuito di ingresso, e quelle che ne derivano nel circuito di uscita.

In pratica, conoscendo a priori le caratteristiche intrinseche della valvola, è possibile innanzitutto stabilire con esattezza se essa è o meno adatta allo scopo per il quale si desidera impiegarla, ed in secondo luogo è possibile calcolare con elevata precisione i valori delle tensioni, delle correnti, e di resistenza dei carichi di ingresso e di uscita, con i quali occorre farla funzionare, per ottenere il miglior risultato.

In genere, premettiamo che il miglior risultato consiste nell'ottenere la massima amplificazione, con la minima distorsione, ossia con la minima alterazione della for-

ma d'onda del segnale di uscita, rispetto a quella del segnale di ingresso.

Il termine **caratteristiche** viene usato nella pratica corrente per definire le condizioni elettriche ed i valori che — oltre a determinare una certa classificazione delle valvole in genere — ne stabiliscono le modalità di impiego.

I suddetti valori possono essere enunciati sia sotto forma di **curve**, vale a dire di grafici su sistemi di assi cartesiani creati su due o tre grandezze in gioco, ed in stretta relazione tra loro, sia sotto forma di **tabelle**.

Quando i valori caratteristici di funzionamento di una valvola vengono espressi sotto forma di curve, queste ultime possono essere impiegate vantaggiosamente per la determinazione delle prestazioni che possono essere fornite dalla valvola in questione, nonché per effettuare il calcolo di altri fattori complementari, che non figurano nelle caratteristiche vere e proprie fornite dal costruttore.

I dati tipici di funzionamento delle valvole vengono stabiliti in seguito all'esecuzione di misure elettriche su di un prototipo di un determinato tipo di valvola, impiegato in diversi circuiti, ed in diverse condizioni di alimentazione. Inoltre, le caratteristiche di funzionamento possono essere ulteriormente descritte qualificando con esattezza le condizioni in base alle quali vengono eseguite le suddette misure.

Ad esempio, in linea di massima, si stabilisce un valore fisso della tensione e della corrente di accensione, nonché un valore fisso della tensione fornita dall'alimentatore, (ci riferiamo alla tensione continua), dalla quale vengono poi prelevati tutti i diversi valori di tensione — tramite apposite resistenze di caduta — necessarie per la polarizzazione corretta degli elettrodi.

Occorre ora stabilire la prima importante suddivisione che esiste tra le diverse caratteristiche di una valvola. Esse si dividono infatti in **caratteristiche statiche**, e **caratteristiche dinamiche**.

Le caratteristiche statiche sono costituite dai valori di funzionamento (correnti, tensioni, resistenza interna, resistenza di carico, ecc.) che vengono stabiliti applicando ai vari elettrodi **esclusivamente potenziali a corrente continua**. Il termine « statiche » deriva dal fatto che — in tal caso — la valvola funziona in condizioni di « stasi », ossia senza che si verifichino neppure minime variazioni successive nelle condizioni di funzionamento, dopo aver applicato i potenziali di polarizzazione ai diversi elettrodi.

Per contro, le caratteristiche dinamiche sono costituite dai valori che si ottengono applicando all'elettrodo di controllo della valvola (in genere la griglia pilota) **diversi valori di tensione alternata**, in varie condizioni di alimentazione a corrente continua degli altri elettrodi. Anche in questo caso, il termine « dinamiche » trova piena giustificazione nel fatto che la valvola viene a funzionare in condizioni tutt'altro che statiche. Infatti — come vedremo meglio più avanti — la presenza di una tensione alternata sulla griglia provoca continue variazioni in quei valori delle caratteristiche di funzionamento che erano invece stabili, ossia « statici », nel caso precedente.

È pertanto ovvio che le caratteristiche dinamiche possono rappresentare un'indicazione assai precisa delle prestazioni che è possibile ottenere da parte di un determinato tipo di valvola, nelle condizioni effettive di lavoro.

CARATTERISTICHE STATICHE

Le caratteristiche statiche di una valvola possono essere espresse con l'aiuto delle **curve caratteristiche di placca**, e delle **curve caratteristiche cosiddette di trasferimento**. I due tipi di curva ora citati forniscono — sostanzialmente — le medesime informazioni, ma in due modi tra loro differenti, e ciò allo scopo di aumentarne l'utilità pratica.

La curva caratteristica di placca può essere tracciata su di un sistema di **assi carte-**

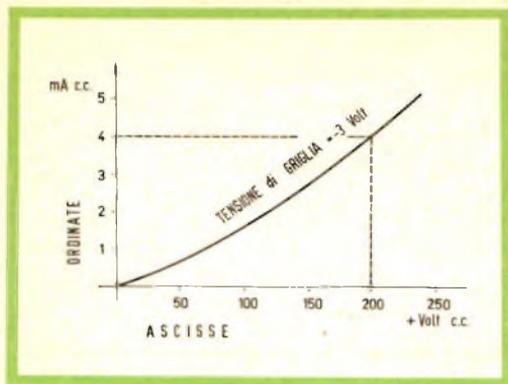


Fig. 21 - Esempio di curva caratteristica di placca. In questo caso, la tensione di placca può variare tra 0 e 250 volt C.C., mentre la corrente di placca può variare tra 0 e 5 milliampère. La curva vera e propria è riferita ad una tensione negativa di polarizzazione della griglia pilota pari a -3 volt. La doppia linea tratteggiata sta ad indicare che — per quel tipo di valvola — con una polarizzazione di griglia di -3 volt, e con una tensione anodica di 200 volt, si ha una corrente anodica di 4 milliampère.

siani, nel modo illustrato alla « fig. 21 ». Come si può osservare, si tratta di un semplice grafico recante sull'asse delle ascisse (asse orizzontale) una scala graduata e contrassegnata in valori di tensione continua, che esprimono diversi potenziali positivi applicati alla placca. Sull'asse delle

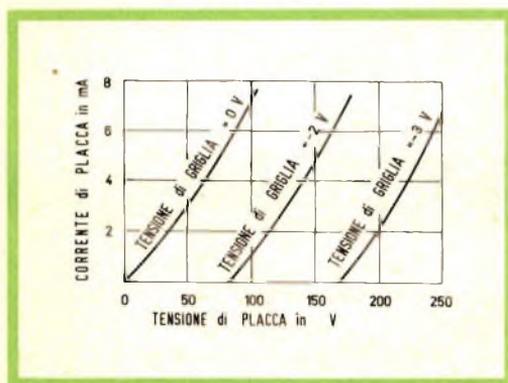


Fig. 22 - Esempio di una famiglia di tre curve caratteristiche di placca. Come si può osservare, la tensione anodica può variare anche qui da 0 a 250 volt C.C., mentre la corrente anodica può variare da 0 a 8 milliampère. Il grafico rappresenta la caratteristica di placca di una valvola, corrispondente a tre diverse tensioni di polarizzazione di griglia, e precisamente di 0 volt, di -2 volt, e di -3 volt.

ordinate (o asse verticale), si nota invece una seconda scala graduata, e contrassegnata in valori di intensità di corrente continua, che esprimono la corrente anodica, espressa in milliampère, corrispondente ai diversi valori della tensione applicata alla placca. La curva vera e propria — invece — stabilisce il valore della tensione di polarizzazione applicata alla griglia di controllo, alla quale tensione è riferito in questo caso l'intero grafico.

Dal momento che — a seconda delle particolari esigenze del circuito in cui si deve usare un dato tipo di valvola — la tensione di polarizzazione applicata alla griglia pilota può variare entro determinati limiti — spesso il grafico della curva caratteristica di placca è costituito invece da una **famiglia di curve**, ciascuna delle quali è riferita appunto ad una data tensione di polarizzazione, come nel caso di « fig. 22 ».

Una volta stabilito quest'ultimo valore, è possibile conoscere l'intensità della corrente anodica corrispondente a quella polarizzazione e ad un dato valore della tensione di placca, oppure è possibile conoscere la tensione di placca necessaria per ottenere un determinato valore di intensità della corrente anodica, sempre in riferimento ad una data polarizzazione. Per fare ciò, è sufficiente risalire uno dei due assi cartesiani, partendo dal valore noto della tensione di placca o della corrente anodica, fino ad incontrare la curva relativa alla polarizzazione di griglia. Da quel punto di intersezione, si prosegue poi con un angolo di 90° rispetto alla retta tracciata, fino ad incontrare l'asse recante il valore che si desidera conoscere, in un punto. La graduazione riportata su detto asse permette di conoscere con buona approssimazione il valore incognito.

Nel grafico di « fig. 21 », le due linee tratteggiate, che formano tra loro un angolo di 90° , individuano appunto — a titolo di esempio — la tensione di placca e l'intensità della corrente anodica corrispondenti — per un dato tipo di valvola — ad una data tensione di polarizzazione della griglia.

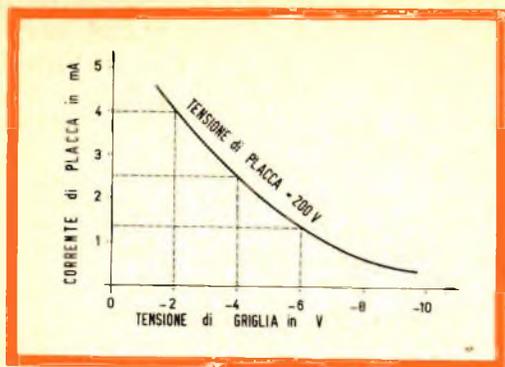


Fig. 23 - Esempio di curva singola di trasferimento, esprime la variazione che la corrente anodica subisce in funzione della variazione della tensione negativa di griglia, fermo restando a 200 volt il valore della tensione positiva di placca. Le linee tratteggiate rappresentano tre diverse condizioni. Con una tensione negativa di griglia di -4 volt, si ha una corrente anodica di 2,5 milliampère. Se invece la tensione di griglia assume i due valori di -2 e di -6 volt, la corrente anodica assume rispettivamente l'intensità di 4 e di 1,5 milliampère. Ciò significa che — con una variazione di ± 2 volt della tensione negativa di griglia, la corrente anodica varia di 1,5 milliampère in più o in meno rispetto al valore corrispondente alla tensione di polarizzazione di -4 volt.

Osservando invece il grafico di « fig. 22 », è evidente che esso offre la possibilità di accertare i valori di intensità della corrente anodica in funzione della tensione di placca, o viceversa, per diversi valori della tensione di polarizzazione di griglia.

Il secondo tipo di curva al quale abbiamo accennato, ossia quella che esprime la caratteristica di trasferimento, rappresenta le variazioni di intensità della corrente anodica in funzione della tensione applicata alla griglia, rispetto ad un dato valore della tensione anodica, che viene considerato fisso.

La « fig. 23 » costituisce appunto un esempio di tale curva. In essa, si presume che la tensione anodica che polarizza la placca della valvola abbia un valore fisso di 200 volt, e che la polarizzazione di griglia (pari a -4 volt) possa invece variare tra -2 e -6 volt. Tracciando le linee ortogonali corrispondenti ai diversi valori della polarizzazione, è possibile constatare

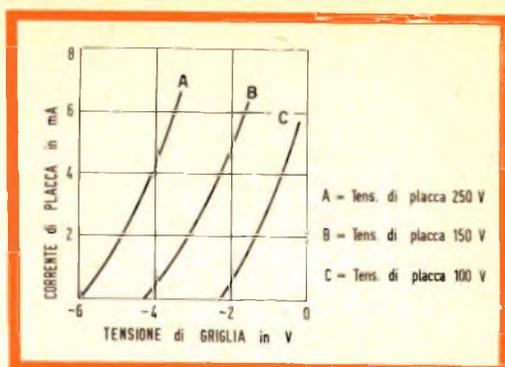


Fig. 24 - Esempio di una famiglia di tre curve di trasferimento. La tensione di griglia può variare tra -6 e 0 volt, mentre la corrente anodica può variare tra 0 e 8 milliampère. Si noti che le tre curve sono riferite a tre diversi valori della tensione di placca, e precisamente a 250, 150 e 100 volt C.C.

che — in tali condizioni — l'intensità della corrente anodica può variare da un minimo di 1,5 ad un massimo di 4 milliampère.

Anche per la curva caratteristica di trasferimento è possibile ottenere in un unico grafico diverse curve, vale a dire una famiglia di curve, come è illustrato alla « fig. 24 ». Si noti però che — in questo caso — anziché alla tensione di polarizzazione, riportata sull'asse delle ascisse, ciascuna delle curve del grafico è riferita ad un determinato valore della tensione anodica che alimenta la placca.

CARATTERISTICHE DINAMICHE

Come abbiamo già accennato, le caratteristiche dinamiche di una valvola permettono di studiarne il comportamento effettivo nei confronti di un segnale a tensione alternata applicato alla griglia, senza essere costretti a realizzare il circuito, e ad effettuarne in pratica le relative misure.

Tra le caratteristiche dinamiche figurano il **fattore di amplificazione**, la **resistenza di placca**, la **trasconduttanza tra griglia e placca**, ed alcune caratteristiche di rilievo agli effetti dell'impiego di una valvola per

la cosiddetta « rivelazione ». Anche queste caratteristiche possono essere dichiarate dal fabbricante sotto forma di curve corrispondenti a diverse condizioni di impiego, le quali curve possono essere sia singole, sia raggruppate in una famiglia di curve.

Fattore di Amplificazione

Il fattore di amplificazione, contraddistinto solitamente dal simbolo « μ », rappresenta il rapporto che sussiste tra la variazione della tensione di placca, e la variazione che la polarizzazione di griglia subisce in seguito all'applicazione di un segnale da amplificare, in condizioni tali che la corrente di placca rimanga costante, e che rimangano costanti anche le tensioni applicate agli altri eventuali elettrodi.

Per maggior chiarezza, riportiamo il seguente esempio. Supponiamo che — nella valvola rappresentata schematicamente nel circuito di « fig. 25 » — le condizioni di funzionamento siano tali per cui occorre aumentare di 0,1 volt il potenziale negativo di griglia per mantenere costante l'intensità della corrente anodica quando la tensione presente sulla placca diventa più positiva esattamente di 1 volt. In tal caso,

il fattore di amplificazione « μ » è dato semplicemente dal quoziente, ossia dal rapporto che intercorre tra i numeri 1 e 0,1. In altre parole, il fattore di amplificazione è dato da

$$\mu = 1 : 0,1 = 10$$

Ciò significa che una piccola variazione di tensione nel circuito di griglia esercita sull'intensità della corrente anodica il medesimo effetto esercitato da una variazione della tensione di placca 10 volte maggiore.

Facciamo inoltre rilevare che, una volta noto il coefficiente o fattore di amplificazione « μ » di una valvola, nonché l'ammontare della variazione della tensione applicata alla griglia, è possibile conoscere a priori la variazione risultante dalla tensione di placca, moltiplicando tra loro i due valori noti. Infatti,

$$\begin{aligned} \text{Variazione della tensione di placca} &= \\ &= 0,1 \times \mu = 0,1 \times 10 = 1 \text{ volt} \end{aligned}$$

Il fattore « μ » di una valvola è assai spesso utile per calcolare il guadagno, ossia l'amplificazione consentita da uno o più stadi amplificatori. L'impiego del suddetto fattore verrà ripreso in considerazione — con maggiore ricchezza di dettagli — nel capitolo relativo alla tecnica di impiego delle valvole termoioniche.

Resistenza di Placca

La resistenza di placca di una valvola termoionica, rappresentata dal simbolo « r_p », equivale alla resistenza che la valvola stessa presenta internamente nel percorso tra il catodo e la placca, nei confronti del passaggio di una corrente alternata.

Il valore della resistenza di placca è dato dal quoziente, ossia dal rapporto, tra una piccola variazione della tensione di placca, e la variazione corrispondente di intensità della corrente anodica. Esso viene espresso in Ω , in quanto si tratta di una vera e propria resistenza, del tutto analoga a quella opposta ad una corrente alternata ad opera

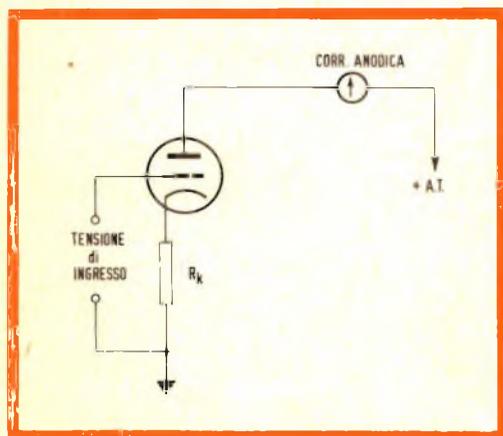


Fig. 25 - Circuito di principio di uno stadio amplificatore. Se il valore della tensione anodica (+AT) varia, è necessario far variare in modo adeguato la tensione di polarizzazione di griglia (tensione di ingresso) se si desidera mantenere costante il valore di intensità della corrente anodica.

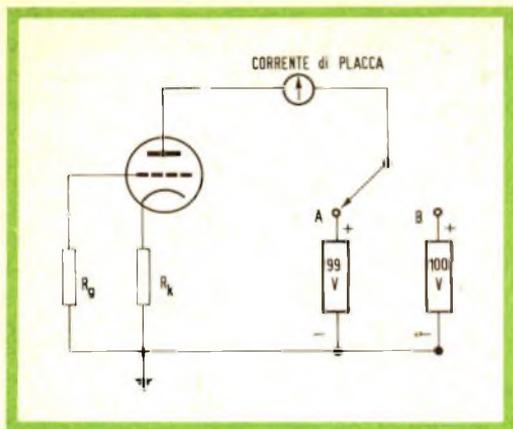


Fig. 26 - Circuito di principio atto a chiarire il concetto della resistenza di placca. Se la tensione anodica viene fatta variare da 99 a 100 volt, spostando il commutatore da A a B, si ottiene una certa variazione nell'indicazione fornita dal milliamperometro che misura la corrente anodica. Il rapporto tra la variazione della tensione anodica, e la variazione della corrente anodica che ne deriva, determina il valore della resistenza di placca.

di un conduttore che non presenti una certa induttanza.

A titolo di esempio, osserviamo il circuito di « fig. 26 ». In esso osserviamo che — tramite il commutatore presente nel circuito di placca — il potenziale a questa applicato può essere di 99 volt, oppure di 100 volt, a seconda della sorgente scelta dal suddetto commutatore, rispettivamente nelle posizioni **A** e **B**.

Supponiamo ora che — quando il commutatore è in posizione **A**, ossia quando la placca ha una tensione di polarizzazione pari a +99 volt, l'amperometro misuri una corrente anodica di 0,9 milliampère, e che — quando invece il commutatore passa alla posizione **B** (nella quale la placca ha una tensione di 100 volt) — il medesimo amperometro legga una corrente di 1 milliampère.

È chiaro che — in queste condizioni — la variazione di 1 volt della tensione di placca ha determinato una variazione di intensità di 0,1 milliampère nella corrente anodica. Poiché — come abbiamo già stabilito — il rapporto tra queste due gran-

dezze rappresenta la resistenza di placca, avremo che:

$$r_p + 1 : 0,0001 = 10.000 \Omega$$

Facciamo notare che la variazione di 0,1 milliampère è stata espressa in ampère, ed equivale infatti ad 1/10.000 di ampère.

Trasconduttanza, o Conduttanza Mutua

La trasconduttanza tra griglia e placca, rappresentata comunemente dal simbolo « g_m », è un fattore che combina in un unico valore il fattore di amplificazione « μ » di una valvola, e la relativa resistenza dinamica di placca « r_p »: per l'esattezza, essa è data dal quoziente, ossia dal rapporto

$$g_m = \mu : r_p$$

ed è nota anche con il termine di **conduttanza mutua**.

La trasconduttanza può essere definita con maggiore esattezza come il rapporto tra una piccola variazione di intensità della corrente anodica (espressa in ampère), ed una piccola variazione della tensione di griglia (espressa in volt), in condizioni tali che tutte le altre tensioni restino invariate.

Per comprendere meglio questo concetto, osserviamo il circuito illustrato alla « fig. 27 ». In esso, la griglia può assumere il potenziale negativo di -2,5 volt, oppure quello di -3 volt, a seconda che il commutatore di griglia si trovi rispettivamente nella posizione **A** o **B**.

Se, quando il commutatore si trova in posizione **A**, l'amperometro collegato in serie alla placca della valvola legge un'intensità della corrente anodica pari a 10 milliampère, e se — quando invece il commutatore si trova in posizione **B** — legge un'intensità della corrente anodica pari a 9 milliampère (rispettivamente 0,010 e 0,009 ampère), mentre la tensione di placca resta al valore costante di 200 volt, si può affermare che una variazione di 0,5 volt della tensione di griglia

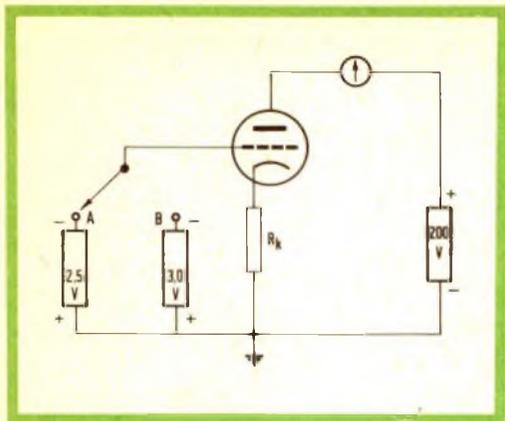


Fig. 27 - Circuito di principio illustrante il concetto della conduttanza mutua. Se la tensione negativa di griglia viene fatta variare da — 2,5 a — 3,0 volt, spostando il commutatore da A a B, ferma restando la tensione anodica a 200 volt, si ha una certa variazione in meno della corrente anodica. Il rapporto tra la variazione di intensità della corrente anodica, e la variazione della tensione di griglia, determina la conduttanza mutua della valvola.

ha determinato una variazione di 0,001 ampère (ossia di 1 milliampère) nella corrente anodica.

Poiché la variazione avviene secondo un andamento lineare, si può anche affermare che una variazione doppia, ossia di 1 volt della tensione di griglia, determina una variazione di 2 milliampère nell'intensità della corrente anodica.

In genere, la trasconduttanza, o conduttanza mutua di una valvola viene appunto espressa in **mA/V** (ossia in milliampère per volt). Ciò rappresenta appunto la variazione della corrente anodica in milliampère per ogni volt di variazione della tensione di griglia.

Aggiungiamo che — trattandosi di una semplice divisione — nel caso considerato il valore della conduttanza mutua g_m poteva anche essere espresso numericamente: infatti

$$g_m = 0,001 \text{ ampère} : 0,5 \text{ volt} \\ = 0,001 : 0,5 = 0,002$$

Come certamente sappiamo, secondo la legge di Ohm il rapporto tra una tensione ed una corrente esprime un valore di resi-

stenza. Se la tensione è espressa in volt, e la corrente è espressa in ampère, il valore di resistenza ottenuto risulta espresso in ohm.

Nel nostro caso — invece — abbiamo un rapporto tra una corrente ed una tensione, anch'esse espresse — rispettivamente — in ampère ed in volt. Di conseguenza, il risultato del rapporto esprimerà il valore della conduttanza mutua con un valore numerico reciproco del valore in Ω che risulterebbe dall'operazione inversa. Per questo motivo, si è stabilito per convenzione di rappresentare anche col simbolo « mho » (corrispondente al simbolo « Ω » rovesciato) un valore di conduttanza mutua.

Di conseguenza, la conduttanza mutua può essere espressa sia in milliampère per volt (mA/V) sia in mho. Precisiamo però che — in questo secondo caso — si preferisce usare l'unità di misura denominata **micromho**, rappresentata dal simbolo « μmho », che equivale ad un milionesimo di mho.

Nell'esempio considerato, la conduttanza mutua, ossia la trasconduttanza della valvola usata nel circuito di « fig. 27 » è data da

$$0,001 \text{ A} : 0,5 \text{ V} = \begin{cases} 2 \text{ mA/V} \\ 2.000 \mu\text{mho} \end{cases}$$

Trasconduttanza di Conversione

La trasconduttanza di conversione, rappresentata dal simbolo « g_c », è una caratteristica particolare riferita alla funzione di una valvola come stadio mescolatore (detto anche primo rivelatore), e può essere definita come il rapporto tra l'intensità della corrente alternata a Media Frequenza (MF) che scorre nell'avvolgimento primario del trasformatore che accoppia lo stadio stesso a quello successivo, e l'ampiezza della tensione alternata a radio-frequenza applicata all'ingresso, la cui presenza provoca appunto il manifestarsi di una componente alternata della corrente anodica.

Con maggiore esattezza, diremo che la trasconduttanza di conversione rappresenta

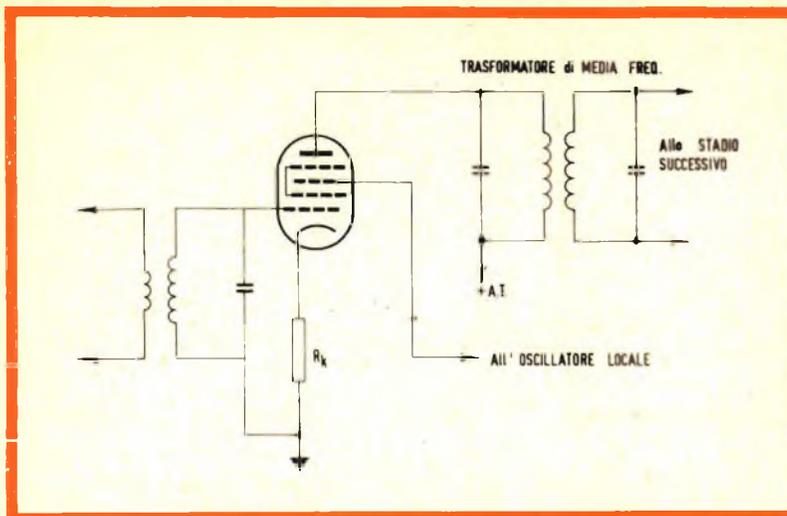


Fig. 28 - Circuito di principio di uno stadio mescolatore di frequenze. Alla griglia pilota è applicato il segnale di ingresso, alla terza griglia quello dell'oscillatore locale, ed in uscita si ottiene la frequenza risultante, detta Media Frequenza.

il valore limitante del suddetto quoziente, quando la tensione a radio-frequenza e l'intensità della corrente a Media Frequenza assumono un valore che si approssima a zero.

Quando le caratteristiche di funzionamento di uno stadio convertitore di frequenza sono state determinate, la trasconduttanza di conversione viene usata nel medesimo modo con cui viene usata la trasconduttanza griglia-pilota/placca, agli effetti dei calcoli relativi ad uno stadio amplificatore funzionante su di una frequenza singola.

La « fig. 28 » illustra il circuito di uno stadio mescolatore, nel quale alla griglia pilota è applicato il segnale a radio-frequenza proveniente dal circuito accordato di antenna, ed alla terza griglia è applicato invece il segnale proveniente dallo oscillatore locale. Ai capi del primario del trasformatore di accoppiamento allo stadio successivo, è presente la tensione di segnale avente una frequenza pari alla differenza tra la frequenza dell'oscillatore e quella del segnale di antenna. La componente alternata della corrente di placca viene definita come corrente a Media Frequenza, alla quale ci siamo riferiti. A suo tempo, vedremo con maggiori particolari il principio di funzionamento della conversione di frequenza secondo il sistema **supereterodina**.

Rendimento di Placca

Il rendimento di placca di una valvola amplificatrice rappresenta il rapporto tra la potenza del segnale di uscita a corrente alternata, rappresentata dal simbolo « P_o », ed il prodotto tra il valore medio della tensione di placca a corrente continua, rappresentata dal simbolo « E_b », e la componente continua della corrente di placca « I_b », che sussistono in condizioni di massima ampiezza del segnale applicato alla valvola.

La relazione di cui sopra può essere espressa in forma matematica mediante la seguente formula:

$$\begin{aligned} \text{Rendimento di placca} &= \\ & \text{(in \%)} \\ &= \frac{P_o \text{ (in W)}}{E_b \text{ (in V)} \times I_b \text{ (in A)}} \times 100 \end{aligned}$$

Sensibilità di Potenza

La sensibilità di potenza di una valvola termoionica equivale infine al rapporto tra la potenza di uscita, ed il quadrato della tensione del segnale di ingresso, rappresentato dal simbolo « E_{in} ».

Questa caratteristica viene espressa in

« mho » esattamente come la conduttanza mutua, e può essere calcolata con la seguente formula:

$$\begin{aligned} \text{Sensibilità di potenza} &= \\ (\text{in mho}) & \\ &= \frac{P_o \text{ (in W)}}{(E_{in} \text{ in valore eff.})^2} \end{aligned}$$

In altre parole, la sensibilità di potenza, espressa in « mho », è direttamente proporzionale alla potenza di uscita P_o (espressa in watt), ed è inversamente proporzionale al valore della tensione di ingresso (E_{in}), espressa in valore efficace, ed elevata al quadrato.

APPLICAZIONI DELLE VALVOLE IN FUNZIONE DELLE CARATTERISTICHE

Come abbiamo accennato all'inizio di questa serie di articoli, le valvole moderne vengono realizzate in numerose versioni semplici o complesse, aventi diverse caratteristiche tipiche, che le rendono adatte ad impieghi particolari.

Le diverse applicazioni delle valvole termoioniche, del tipo adatto all'elaborazione dei segnali in gioco negli apparecchi ricevitori, verranno trattate in capitoli successivi, sotto i titoli Amplificazione, Rettificazione, Rivelazione, Controlli Automatici, Oscillazione ecc.

Sebbene tutte le suddette funzioni possano essere ottenute sia nei confronti di segnali a Bassa Frequenza, sia nei confronti di segnali ad Alta Frequenza, e sebbene possano implicare l'uso di diversi tipi di circuiti, e di diversi componenti supplementari, le considerazioni generiche che vengono fatte nei confronti di ciascuna di esse possono essere considerate basilari agli effetti pratici nei confronti di tutti i tipi di valvole esistenti.

Ad esempio, abbiamo accennato al fatto che la capacità interelettrodica, ed in particolare quella che sussiste tra la placca e la griglia di una valvola, è di grave impedimento agli effetti dell'amplificazione

ad Alta Frequenza. Tale capacità può essere dell'ordine di qualche picofarad: se da un canto essa non esercita alcuna influenza nei confronti del segnale, a patto che la valvola venga usata come amplificatrice a Bassa Frequenza, dall'altro anche un valore di pochi picofarad può essere assai nocivo con frequenze superiori ad un determinato limite: ne deriva che una valvola avente una notevole capacità tra griglia e placca non può essere usata come amplificatrice ad Alta Frequenza, né tantomeno come oscillatrice, per la produzione di segnali a frequenza elevata.

Un'altra considerazione da farsi è che una valvola funzionante con una corrente anodica di qualche decina di milliampère è indubbiamente adatta all'impiego come valvola amplificatrice finale di potenza. Di conseguenza, a causa del valore di resistenza dinamica di placca che ne deriva, nonché del valore relativamente elevato della polarizzazione negativa di griglia con cui essa deve funzionare, è ovvio che questo tipo di valvola fornirebbe un rendimento assai scadente se venisse usato — ad esempio — per amplificare i deboli segnali provenienti dal circuito accordato di antenna in un radio-ricevitore, oppure da un trasduttore, come — ad esempio — un microfono o una testina fonografica.

Ciò significa che una valvola caratterizzata da una elevata intensità della corrente anodica, da un valore basso della resistenza di placca, e dalla necessità di eccitarne la griglia con un segnale di notevole ampiezza, può essere usata solo come amplificatrice di potenza.

Queste ultime considerazioni sono state fatte per ribadire ancora una volta il concetto della suddivisione delle valvole in diverse categorie, distinte tra loro in funzione delle caratteristiche statiche e dinamiche.

Ogni tipo di valvola — tuttavia — si presta all'impiego in diversi tipi di circuiti, ed in diverse condizioni di alimentazione: tali condizioni vengono stabilite in funzione della classe in cui viene fatta funzionare la valvola. Le diverse classi costituiscono l'argomento sul quale vertono i due temi di prossima pubblicazione.

L' IMPORTANZA DELLA PRESA DI TERRA

La messa a terra di un'apparecchiatura elettrica è una questione assai importante. Sfortunatamente, essa non viene presa sempre in considerazione con la necessaria attenzione. La sua importanza esiste soprattutto dal punto di vista della sicurezza, e questo è il motivo per il quale sono state prese delle disposizioni di legge. La nota che segue esamina tale argomento da un punto di vista assai pratico.

(Da "L'électricité - électronique moderne")

Qualsiasi apparecchiatura elettrica è costituita da una parte metallica esterna, accessibile a chi la usa: essa può consistere in una maniglia, un'impugnatura, uno zoccolo, un involucro, una manopola, ecc. Per un motivo qualsiasi, come — ad esempio — un difetto di isolamento, lo spostamento di un conduttore, l'usura, ecc., può accadere che un collegamento sotto tensione venga in contatto diretto con la suddetta parte metallica.

In tal caso, se non esiste un collegamento a massa, qualsiasi persona che venga a contatto con la parte metallica risultante sotto tensione, riceve una scossa che — nei casi di minore entità — fornisce una sensazione assai spiacevole, ma che — in altri casi — può essere pericolosa e persino mortale.

Al contrario, se la parte metallica citata è collegata a terra, è possibile toccarla senza corre alcun pericolo.

Per quale motivo si riceve una scossa elettrica nel primo dei due casi considerati? Per il fatto che il corpo umano conduce la corrente elettrica e — in qualità di conduttore — offre alla stessa una certa resistenza.

Toccano la parte metallica sotto tensione, la resistenza costituita dal corpo viene inserita tra la parte stessa ed il suolo. Di conseguenza, il corpo viene ad essere percorso da una corrente elettrica di maggiore o minore intensità, a seconda dei casi.

Se esiste una presa di terra, l'operatore viene ad essere corto-circuitato — agli effetti della tensione che tende a scaricarsi a massa — dalla connessione di terra, e — per meglio dire — dalla sua resistenza, che è assai ridotta o addirittura nulla; di conseguenza, risulta impossibile che una corrente elettrica circoli attraverso il suo corpo (vedi **figura 1**).

A questo punto, dobbiamo far notare incidentalmente che la presa di terra deve presentare una resistenza il più possibile ridotta: su questo argomento torneremo ancora tra breve.

Agli effetti della resistenza offerta alla

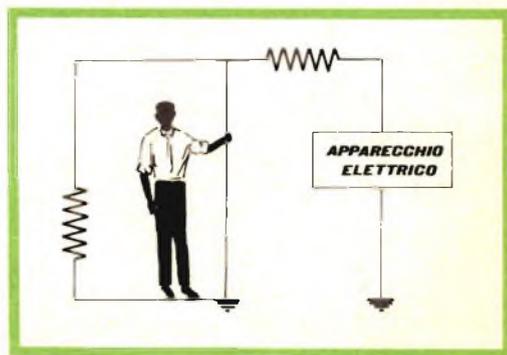


Fig. 1 - Quando la massa metallica di un'apparecchiatura è regolarmente collegata a terra, non esiste alcun pericolo che — venendo con essa a contatto — si percepisca una scossa. Anche in caso di continuità tra il lato "caldo" della rete e la massa metallica, l'eventuale corrente si scarica a massa attraverso l'apposito collegamento, anziché attraverso il corpo di chi tocca la suddetta massa metallica.

corrente elettrica da parte del corpo umano, è assai difficile fornire delle cifre esatte; in pratica, tale resistenza può variare entro limiti assai differenti, oltre che da un individuo all'altro. Inoltre, nei confronti di uno stesso individuo, la resistenza elettrica del corpo umano varia a seconda delle condizioni fisiche e fisiologiche.

Una pelle secca è relativamente isolante, vale a dire che offre una resistenza elevata, mentre una pelle umida si comporta da buon conduttore. Questo è il motivo per il quale le apparecchiature elettriche installate in una stanza da bagno devono essere munite di apparecchiature o di dispositivi di protezione assai efficienti. Ad esempio, i dispositivi di illuminazione devono essere fuori portata di mano, gli interruttori non devono essere provvisti di parti esterne metalliche, oltre al fatto che la leva con cui la luce viene accesa o spenta deve essere in materiale isolante, come — ad esempio — la bachelite.

Infine, la superficie di contatto ha una notevole importanza. Se l'apparecchiatura elettrica munita di una parte metallica esterna viene presa in mano in modo tale che la superficie di contatto tra la mano e la suddetta parte metallica risulti molto estesa, la resistenza risulta assai ridotta: in tal caso, il corpo risulta attraversato da una corrente di notevole intensità, per cui la scossa viene avvertita maggiormente, (vedi figura 2).

Questo è il motivo per il quale la « sedia elettrica » usata dagli americani è munita di elettrodi aventi la struttura di piastre metalliche; per consentire cioè un contatto migliore, una bassa resistenza di contatto, ed una forte intensità della corrente che passa attraverso il corpo.

Tuttavia — si potrà obiettare — se uno dei poli della rete è collegato a terra, ciò che accade in pratica nella maggior parte dei casi, e se l'altro polo viene a toccare una parte metallica connessa a terra, si verifica un corto-circuito.

Ciò è esatto. Si avrà in effetti un corto-circuito; i fusibili fonderanno, e — in pratica — essi servono proprio a tale scopo.

In un simile caso, basterà effettuare la necessaria riparazione, e sostituire quindi i fusibili eventualmente interrotti. Si avrà però l'assoluta certezza che quell'apparec-

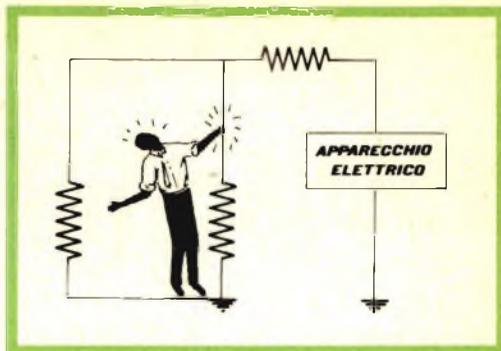


Fig. 2 - Se la massa metallica di una qualsiasi apparecchiatura elettrica si trova ad un certo potenziale rispetto alla terra, essa diventa pericolosa per chiunque la tocchi. In tal caso — infatti — può accadere che una certa corrente, la cui intensità dipende dal valore della tensione e dal grado di umidità della pelle, si scarichi a terra attraverso la persona. Ciò — a volte — può essere anche mortale.

cho non possa funzionare in condizioni tali da costituire un pericolo per coloro che ne fanno uso.

Come realizzare una presa di terra

Abbiamo visto dunque per quale motivo è necessario predisporre una messa a terra delle apparecchiature elettriche in genere. In quale modo è possibile realizzare questa connessione di sicurezza? Nella maggior parte delle reti di distribuzione della energia elettrica, uno dei due conduttori è collegato a terra: l'altro conduttore viene pertanto ad avere un potenziale diverso da quello di massa, ed è appunto lungo questo conduttore che occorre inserire i fusibili e gli interruttori unipolari necessari sia per proteggere, sia per mettere in funzione o per disattivare l'apparecchio in questione. In tal caso, quando l'interruttore è in posizione « spento », l'apparecchio controllato viene a trovarsi in pratica al potenziale di massa, per cui può essere maneggiato senza alcun pericolo.

Le apparecchiature a carattere domestico, come — ad esempio — quelle di riscaldamento, da cucina, ecc., devono essere munite di un cordone flessibile a tre conduttori, munito di una spina a tre spinotti, di cui il terzo — in genere quello centrale — deve fare capo da un lato alla massa me-

tallica dell'apparecchio, e dall'altro alla presa di terra.

Quando un impianto elettrico viene eseguito mediante tubi, questi ultimi devono anch'essi far capo a terra. Naturalmente — in tal caso — occorre accertare con molta cura la continuità della presa di terra nei confronti dell'insieme dei tubi, ed i diversi tratti che lo costituiscono devono essere direttamente collegati tra loro, dal punto di vista elettrico.

Se si tratta di tubi di acciaio, tenuti assieme mediante manicotti filettati, non esiste alcuna difficoltà. Tuttavia, se si tratta invece di semplici tubi di protezione, annessi nel calcestruzzo o nell'intonaco delle pareti, occorre prevedere un collegamento elettrico esterno, costituito da un segmento di conduttore saldato alle due estremità adiacenti dei tubi, in corrispondenza di ogni giuntura, in filo di rame.

Analogamente, nel punto di arrivo della linea di tensione all'apparecchio che la utilizza, il tubo termina — in genere — a qualche decina di centimetri di distanza dall'apparecchio stesso. In tal caso occorre prevedere un tratto supplementare di conduttore, che collega la massa metallica delle apparecchiature alimentate all'involucro metallico dei tubi.

Una volta assicurata la continuità elettrica di tutte le parti metalliche collegate all'impianto, è sufficiente collegare a massa un punto qualsiasi di questa massa metallica elettricamente continua. Questo collegamento viene solitamente effettuato mediante un **conduttore a sezione tonda**, oppure mediante una **piattina di rame**, raccordata ad una tubatura dell'acqua **fredda**, ed adottando tutte le necessarie precauzioni, affinché il contatto elettrico sia perfetto, e protetto contro i fenomeni di ossidazione che l'umidità provoca inevitabilmente. **Il contatto più sicuro viene ottenuto mediante saldatura.**

Si raccomanda di **non** eseguire il collegamento di massa su di una tubatura percorsa dall'acqua calda, in quanto tale impianto — in genere — non è in contatto diretto — dal punto di vista elettrico — con quello percorso dall'acqua fredda, e quindi col suolo, che costituisce la vera e propria « terra ». Per il medesimo

motivo, sono da evitarsi i tubi per l'impianto di fornitura del gas.

Il filo o la piattina di rame, usata per effettuare il collegamento di massa, deve presentare una sezione sufficiente per offrire alla corrente elettrica il minimo valore di resistenza, oltre che per poter sopportare — in caso di corto-circuito — l'intensità della corrente che verrebbe a scorrere in essa, senza riscaldarsi in modo pericoloso. Ciò è necessario per permettere al fusibile di sicurezza di fondere, compiendo così la sua funzione protettiva. In altre parole, in caso di corto-circuito, è il fusibile che deve interrompersi, e non la presa di terra.

Queste precauzioni, considerate nei confronti della presa di terra, possono essere riferite a tutte le apparecchiature elettriche, e — in modo particolare — a quelle contenenti degli amplificatori o delle apparecchiature elettroniche. Precisiamo inoltre che — nei confronti delle apparecchiature elettriche appartenenti a quest'ultima categoria, la messa a terra comporta altri vantaggi, oltre a quello della sicurezza, al quale ci siamo riferiti in precedenza.

Una volta che il lato « negativo » dell'alta tensione è stato collegato a terra, ossia alla massa dello chassis, e se quest'ultimo viene a sua volta collegato a massa, le tensioni applicate a tutti gli elettrodi, di tutte le valvole contenute nell'apparecchio, risultano stabilizzate in rapporto ad un livello comune, il che serve per equilibrare il funzionamento di ciascuna valvola nei confronti delle altre.

Oltre a ciò, grazie all'azione dei vari condensatori di filtro e di disaccoppiamento, le ondulazioni residue, i segnali parassiti, le oscillazioni indesiderabili, ecc., vengono tutti convogliati a terra, invece di tentare di raggiungere l'altoparlante, nel quale verrebbero trasformati in suoni sgradevoli, di varia natura.

A titolo di esempio, dimostreremo l'utilità della presa di terra in un impianto di amplificazione sonora. In un cinema, si è riscontrato che — quando l'arco voltaico del proiettore è in funzione — gli altoparlanti emettono, a volte un suono molto potente e di tonalità grave, che — per la tonalità e la potenza — richiama alla memoria la sirena di un transatlantico.

La cabina viene alimentata da una corrente alternata trifase. Un « Tungar » trifase fornisce la corrente necessaria per alimentare gli archi, dal che deriva una corrente ondulata a 150 periodi. Ciò è dovuto al fatto che il conduttore negativo dell'arco può entrare in contatto con il bordo dello zoccolo della lanterna, e che — essendosi deteriorato l'isolamento a causa delle continue vibrazioni — il conduttore nudo risulta in contatto con la massa metallica dell'apparecchio, nel quale introduce perciò una corrente ondulata alla frequenza di 150 Hz.

Se l'impianto è sprovvisto di presa di terra, questa corrente ondulata indesiderabile riesce ad introdursi nella resistenza di carico della cellula fotoelettrica (una delle cui estremità è collegata a massa); dalla resistenza di carico suddetta, la corrente parassita raggiunge la griglia dello stadio di ingresso del preamplificatore, per raggiungere infine gli altoparlanti, dopo aver subito tutta l'amplificazione dell'impianto sonoro.

Di conseguenza, sia dal punto di vista della sicurezza, sia da quello del buon fun-

zionamento, un impianto di amplificazione sonora deve essere sempre munito di una buona presa a terra, avente una minima resistenza ed un contatto perfetto. Altrettanto dicasi — ripetiamo — nei confronti della maggior parte delle apparecchiature elettriche o elettroniche.

Aggiungiamo infine che — a causa della attuale tendenza a rendere i ricevitori radio e TV il più possibile economici, ne esistono in commercio numerosi esemplari che sono privi del trasformatore di alimentazione. In questo caso, un capo della rete a corrente alternata è inevitabilmente a massa.

Con tali apparecchiature, essendo sconsigliabile il collegamento a terra, data la facilità con cui è possibile invertire la posizione della spina nella presa di corrente, è indispensabile evitare nel modo più assoluto la presenza all'esterno di parti metalliche in contatto col telaio o col circuito interno.

Oltre a ciò, dovendo manomettere l'interno dell'apparecchio, è sempre consigliabile disinserire la spina del cordone di rete dalla presa di corrente.



2 luglio 1945

20 febbraio 1965

IN MEMORIA
DELLA NOSTRA COLLABORATRICE
PAOLA FERRERO

Paola non era delle più anziane, tuttavia la sua personcina composta eppure dinamica, la sua intelligenza vivace, il suo schietto ottimismo l'avevano subito imposta all'ammirata attenzione di tutti.

Era già divenuta tanta parte di noi che ci sembrava di averla sempre avuta fra noi.

La fatalità crudelissima le ha stroncato d'improvviso la giovane esistenza in una fredda tragica sera.

Della piccola Paola rimane il mesto e dolce ricordo nei nostri cuori, e una lacrima perenne sulla soavità di un fiore perduto.



STEREO AMPLIFIER W8 *mod. UB31*

REPERIBILE PRESSO TUTTE LE SEDI GBC

MONTATO Z/709 AL PREZZO NETTO DI L. **39.000**

COME SCATOLA DI MONTAGGIO SM/409 AL PREZZO NETTO DI L. **32.500**



AM-FM TUNER

mod. UL40

REPERIBILE PRESSO TUTTE LE SEDI GBC

MONTATO Z/710 AL PREZZO NETTO DI L. **33.500**

COME SCATOLA DI MONTAGGIO SM/410 AL PREZZO NETTO DI L. **27.500**

DETTI PREZZI SI INTENDONO NETTI FRANCO MILANO

TUNER

AM-FM

model UL 40



CARATTERISTICHE TECNICHE

Sezione FM:

Tensione d'uscita max (m = 100% a 1 kHz): 0,8 V. Segnale in antenna per un rapporto S/N di 30 dB (m = 30% a 1 kHz): 8 μ V. Tensione d'uscita con segnale in antenna di 8 μ V (m = 30% a 1 kHz): 40 mV

Sezione AM:

Tensione d'uscita max (m = 100% a 1 kHz): 0,8 V. Segnale in antenna per un rapporto S/N di 26 dB (m = 30% a 1 kHz): 560 μ V/m. Tensione d'uscita con segnale in antenna di 560 μ V/m (m = 30% a 1 kHz): 70 mV.

CARATTERISTICHE GENERALI

- Commutatore a 3 posizioni: spento/AM/FM
- Scala parlante illuminata
- Ingressi antenne AM e FM
- Uscita BF con stadio di preamplificazione
- Alimentazione 110 \div 220 Vca - 50 Hz
- Fusibile di protezione: 0,16 A
- Transistori impiegati N.: 6
- Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm.
- Peso: 3 kg.

GENERALITA'

Il sintonizzatore HIGH-KIT ad alta fedeltà mod. UL 40, si avvale della moderna tecnica dei semiconduttori e si presenta in un'esecuzione meccanica di nuova concezione che gli conferisce un tono di particolare eleganza.

La sua linea s'armonizza con l'amplificatore stereo modello UB 31; circuitualmente poi i due apparecchi s'integrano perfettamente, consentono un ascolto piacevole, ed esente da disturbi di qualsiasi genere, dei programmi radiodiffusi, sia in modulazione d'ampiezza che in modulazione di frequenza.

Come dicevamo, il sintonizzatore HIGH-KIT UL 40 vuole essere stilisticamente una parola nuova nel campo dell'alta fedeltà: alla sua perfezione hanno collaborato i tecnici più qualificati, i materiali impiegati sono stati scelti dopo innumerevoli prove di qualità, eseguite su quanto di meglio poteva offrire il mercato; la sua linea è moderna e decisamente piacevole.

Le dimensioni sono state contenute nei limiti dell'indispensabile; a questo proposito lo HIGH-KIT può vantare un sintonizzatore veramente « compatto », per usare un termine in voga.

La « carrozzeria » è stata disegnata da uno

stilista del ramo, che ha voluto venisse realizzata esclusivamente con materiali di pregio: il telaio è in lamiera robusta con ossidazione in profondità, la griglia di protezione è doppiamente verniciata e cotta in forno ad elevata temperatura, il mobile è interamente in palissandro, la mascherina frontale è in alluminio ossidato color oro e pantografato a mano in profondità.

I comandi sono stati ridotti al minimo indispensabile ed uniscono una perfetta funzionalità ad una accessibilità completa.

L'UL 40, pur essendo di linea decisamente moderna è particolarmente indicato ad essere inserito nei mobili scaffali di tipo svedese, per la sua purezza di linea può essere unito, e costituire parte integrante anche di un mobile classico.

Palesi poi sono le ragioni che hanno spinto i progettisti ad impiegare nel circuito esclusivamente i semiconduttori; sicurezza assoluta di funzionamento, durata illimitata di tutti i componenti che lavorano a tensioni di gran lunga inferiori a quelle nominali; nessuna irradiazione di calore, nessun rumore di fondo nella riproduzione, un ascolto sempre perfetto e limpido.

Sensazioni musicali come solo può destare l'ascolto degli strumenti musicali nella loro sede naturale, fra le pareti di un teatro o di una sala di registrazione.

Le prestazioni elettroacustiche del sintonizzatore AM-FM UL 40 sono tali da consentire un ascolto in alta fedeltà dei programmi radiofonici sia in modulazione d'ampiezza che in modulazione di frequenza.

Il livello d'uscita è sufficiente a pilotare qualsiasi amplificatore di tipo monoaurale o stereofonico; l'agganciamento delle stazioni è facile ed immediato, il rapporto segnale/disturbo particolarmente elevato, l'A.G.C. (automatic gain control) particolarmente efficace e progressivo.

Tra le particolarità più salienti vanno rilevate:

- Escursione continua dell'intera gamma onde medie (500 ÷ 1600 kHz), e modulazione di frequenza (88 ÷ 108 MHz).

- Selettore a 3 posizioni per ascensione, commutazione AM, commutazione FM.

- Scala parlante estesa, con illuminazione diffusa.

- Uscita a media impedenza e ad alto livello.

- Preamplificatore equalizzatore incorporato.

- Antenna per onde medie incorporata, e prese per le antenne esterne AM e FM.

- Alimentazione universale in corrente al-

ternata 110 ÷ 220 V, circuito elettrico funzionante a bassa tensione, 10 V, in corrente continua.

— Fusibile di protezione sul circuito di alimentazione.

Come accennato, il sintonizzatore HIGH-KIT UL 40 si presta ad essere usato in unione all'amplificatore UB 31 e alle casse acustiche UR 50 di tipo bass-reflex; comunque qualsiasi amplificatore può essere pilotato dal segnale disponibile in uscita: una versatilità completa quindi, e nessuna limitazione d'impiego.

Stanti le elevate caratteristiche del sintonizzatore UL 40, è consigliabile l'adozione di un'antenna esterna di buona qualità, sia per il circuito AM che per quello FM.

La prima potrà essere costituita semplicemente da un conduttore di una certa lunghezza (1 ÷ 3 m) opportunamente steso; la seconda dovrà invece essere un dipolo in frequenza del tipo aperto o ripiegato, o meglio ancora una vera e propria antenna esterna con discesa a 75 ohm.

In fig. 5 è indicato come realizzare un dipolo di tipo ripiegato, usando uno spezzone di piastrina televisiva da 300 ohm: un'antenna così realizzata potrà trovare agevole sistemazione dietro un mobile, fissata semplicemente allo schienale dello stesso, in modo invisibile.

Soffermando l'attenzione del lettore sulla necessità di disporre di un aereo efficiente: con il sintonizzatore HIGH-KIT modello UL 40 l'ascolto dei programmi radiofonici in modulazione di frequenza può avvenire in modo perfetto anche in quelle zone o condizioni ambientali particolarmente critiche, come casamenti in cemento armato, forte distanza dalle stazioni trasmettenti o ripetitrici, prossimità di sorgenti perturbatrici come lampade fluorescenti, apparecchi per diatermia, stazioni OM di forte potenza.

Predisponendo il sintonizzatore UL 40 per la ricezione in modulazione di frequenza, sarà possibile anche l'ascolto dei segnali audio relativi alle trasmissioni televisive; ciò limitatamente però a quelle zone prossime alle relative trasmettenti o ripetitori TV.

Una particolare cura dovrà essere destinata al collegamento sintonizzatore-amplificatore, collegamento da effettuarsi esclusivamente con cavo schermato a basse perdite di capacità non superiore ai 100 pF/m, e di lunghezza comunque non superiore ai 3-4 m. Di corredo all'apparecchio vengono fornite le apposite spine, tipo americano R.C.A., per effettuare i vari allacciamenti.

Come precedentemente accennato, il sintonizzatore HIGH-KIT UL 40 è corredato di una antenna interna AM ad alto rendimento; questa è costituita da una ferrite a più avvolgi-



menti: qualora non si preveda l'allacciamento della corrispondente antenna esterna, sarà utile posizionare opportunamente il sintonizzatore al fine di orientare la ferrite.

In pratica sarà sufficiente ruotare di qualche grado l'apparecchio, sino a che si raggiunga la migliore posizione d'ascolto, con un rapporto segnale/disturbo il più elevato.

Il sintonizzatore HIGH-KIT UL 40 si avvale di circuiti perfezionati e di accorgimenti tecnici particolari, perché l'ascolto dei segnali radio diffusi avvenga sempre in modo perfetto e con assoluta stabilità di ricezione.

COMANDI

Il pannello frontale si presenta con una larga scala di lettura e due manopole di comando, le quali riassumono il funzionamento dei circuiti elettrici contenuti nel sintonizzatore.

A sinistra troviamo il selettore: è a 3 posizioni, ognuna con una propria simbologia che, secondo lo stile americano, riassume meglio di qualsiasi descrizione la funzione selezionata.

Il primo simbolo, considerando il movimento orario della manopola, è la scritta OFF:

in questa posizione l'alimentazione risulta interrotta, e il sintonizzatore può considerarsi a tutti gli effetti spento.

Con la seconda posizione i circuiti elettrici ricevono le tensioni d'alimentazione e automaticamente vengono commutati per la ricezione delle trasmissioni AM. Il simbolo relativo è un'antenna a telaio di tipo marconiano, antenna largamente diffusa agli inizi delle trasmissioni radio.

Il simbolo relativo alla terza posizione può essere senza alcun dubbio identificato con l'antenna per ricezioni televisive.

Come per la posizione precedente, i circuiti risultano alimentati e automaticamente predisposti per la ricezione delle trasmissioni in modulazione di frequenza.

La seconda manopola, relativa alla scritta TUNE, comanda sia la traslazione dell'indice sulla scala parlante che l'accordo dei circuiti di sintonia AM ed FM. Una duplice funzione quindi: meccanica ed elettrica; l'escursione dell'indice avviene su una lunghezza di circa 13 cm, e senza soluzioni di continuità. Sulla scala parlante, infine, sono indicate tre diverse scale: quella relativa alla scritta AM porta una numerazione progressiva direttamente in

MHz, da 0,55 a 1,5. In questa gamma possono essere rintracciate tutte le stazioni trasmettenti in modulazione d'ampiezza.

Alla scritta FM corrisponde la numerazione $90 \div 108$ MHz: valgono le medesime considerazioni della sezione AM.

Queste due scale presentano un andamento leggermente esponenziale, cioè le distanze fra divisione e divisione tendono via via a diminuire verso la parte alta della gamma di frequenza.

Grazie però alla particolare espansione della scala parlante, il fenomeno è appena avvertibile, e comunque non pregiudica né la lettura né la buona selezione e ricezione delle diverse stazioni.

Nella parte superiore della scala parlante infine, è disposta una successione di numeri, da 0 a 13, ad andamento lineare; la funzione di questa scala è di consentire all'operatore la ricerca delle diverse stazioni senza alcun riferimento ai relativi valori di frequenza.

La scala parlante è realizzata in plexiglass antiurto, con buone proprietà antistatiche, e serigrafata internamente a due colori; le varie numerazioni risultano efficacemente illuminate allorquando viene accesa la lampadina della scala.

Quando l'indice della prima manopola è in corrispondenza della tacca incisa sul pannello frontale (OFF = disinserito) l'apparecchio deve considerarsi spento; per la peculiare caratteristica dei semiconduttori di funzionare a temperatura ambiente, una volta scattato l'interruttore il sintonizzatore entrerà immediatamente in funzione.

Rispetto quindi ai sintonizzatori tradizionali con tubi elettronici, nessun lungo periodo di attesa per portare le valvole alla temperatura di regime e un consumo praticamente irrilevante.

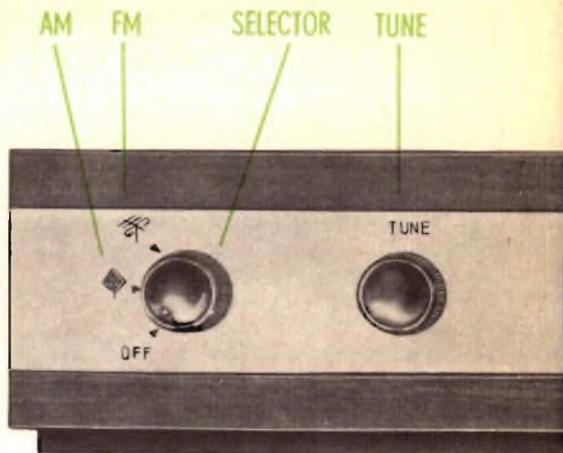
Come allacciarsi alle varie prese d'ingresso e d'uscita del sintonizzatore è indicato in figura 3.

Esaminando il pannello da destra verso sinistra, si nota l'uscita del cavo d'alimentazione munito di presa di tipo europeo, e il cambio tensioni, che consente l'allacciamento del sintonizzatore a qualsiasi rete a 50 periodi; il cambio tensioni è completo di portafusibile: il fusibile impiegato è di tipo europeo, il classico 5×20 mm, il suo valore è di 0,16 A.

La presa successiva è quella relativa all'uscita del sintonizzatore: è del tipo americano R.C.A., adatta per cavo schermato.

Dopo la presa d'uscita vengono le due prese d'antenna AM e FM.

Come precedentemente accennato; sulla presa FM dovrà essere collegato, tramite cavo a 75 ohm, un dipolo per VHF opportunamente



orientato; alla presa AM invece, farà capo semplicemente uno spezzone di filo non schermato di lunghezza compresa fra 1 e 3 m.

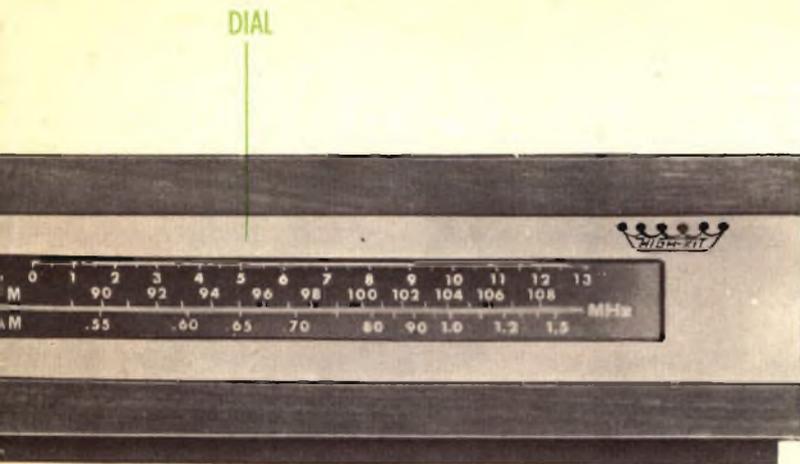
A tutti gli effetti elettrici ed elettrostatici le parti meccaniche del sintonizzatore sono rigorosamente isolate dalla rete d'alimentazione: nessuna presa di terra si rende necessaria e nessuna modifica deve essere apportata al circuito.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico del sintonizzatore « HIGH-KIT » UL 40 può essere virtualmente diviso in tre parti distinte: il tuner alta frequenza, l'amplificatore di media frequenza e il preamplificatore di bassa frequenza.

Al tuner è affidato il compito d'amplificare i segnali in modulazione di frequenza prove-



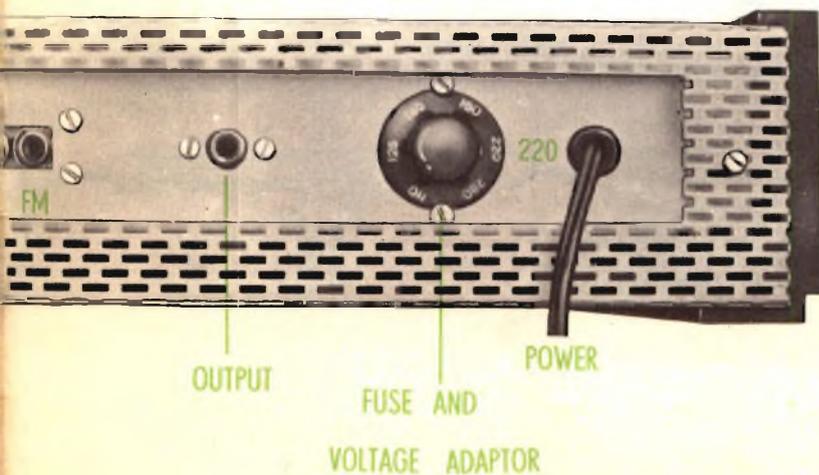


nienti dall'antenna e convertirli in una frequenza intermedia pari a 10,7 MHz; il circuito impiega due transistori per AF e si avvale di una tecnica costruttiva particolare, al fine di garantire il massimo guadagno su tutta la gamma di frequenze esplorata.

I collegamenti sono del tipo a circuito stampato, e le connessioni agli stadi successivi avvengono sui due lati estremi della basetta; il tuner risulta completamente schermato e quindi insensibile ai campi perturbatori.

Su questo circuito è disposto anche il variabile del tipo a 4 sezioni: due per la parte FM e due per quella AM.

Il secondo modulo su circuito stampato svolge cinque diverse funzioni: amplificatore di media frequenza FM, oscillatore convertitore AM, amplificatore di media frequenza AM, rivelatore FM e AM.



Cinque sono le funzioni circuitali, ma solamente tre i transistori impiegati, e ciò grazie a particolari commutazioni e accorgimenti circuitali che adattano di volta in volta agli stadi alla gamma di frequenze desiderata.

In pratica, il primo transistoro della catena di media frequenza FM, durante la ricezione AM funziona come oscillatore e convertitore, gli stadi successivi risultano accordati contemporaneamente sulle due diverse frequenze intermedie 10,7 MHz e kHz.

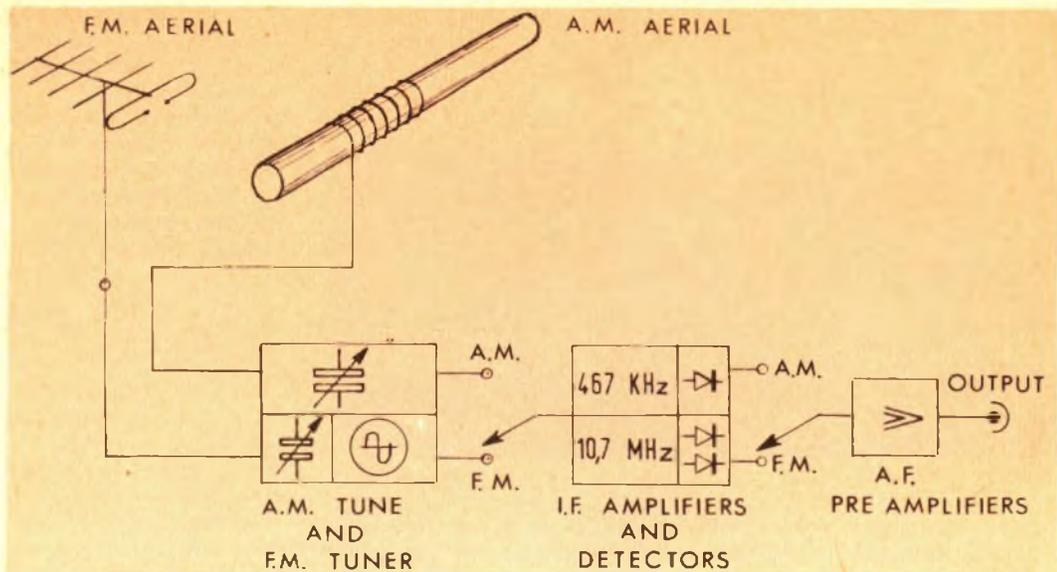
Le medesime considerazioni valgono per gli stadi di rivelazione: due distinti circuiti accordati alimentano il rivelatore AM, che impiega un solo diodo, e il circuito FM a due diodi discriminatori.

Durante la ricezione FM quindi, i segnali in uscita dal tuner giungono al circuito di media frequenza e subiscono tre successive amplificazioni prima di essere convertiti in bassa frequenza dal discriminatore; durante la ricezione AM invece, il primo transistoro oscilla e converte, sintonizzato dalla relativa sezione del condensatore variabile disposto sul tuner, e alimenta due stadi di amplificazione a frequenza intermedia, che a loro volta fanno capo al circuito di rivelazione.

Il terzo modulo su circuito stampato amplifica semplicemente in bassa frequenza; il collegamento del transistoro impiegato è il classico ad emettitore comune: i segnali, commutati dai due rivelatori AM ed FM, giungono sulla base e vengono prelevati sul collettore dell'AC125 attraverso un circuito equalizzatore.

Su questo circuito stampato è disposta anche quella parte dell'alimentazione che interessa il diodo raddrizzatore e il filtro di spianamento a doppio pi-greco.

Per quanto riguarda l'alimentazione osserviamo come, per mantenere costante la tensione ai



vari stadi, il commutatore AM-FM intervenga durante la ricezione AM anche su questo circuito, aggiungendo al preesistente un carico fittizio.

I circuiti del sintonizzatore UL 40 funzionano con una tensione d'alimentazione pari a 10 Volt: la corrente d'alimentazione è fornita da un diodo al silicio, con doppio circuito pi-greco di spianamento costituito da due resistenze e da tre condensatori di alta capacità, 400 μ F.

Il trasformatore d'alimentazione è con primario universale: il sintonizzatore UL 40 potrà essere quindi derivato su qualsiasi rete a 50 periodi con tensione compresa fra 110 e 220 Volt.

Sul circuito primario è previsto anche un fusibile di protezione da 160 mA, da scegliersi preferibilmente fra i tipi semiritardati.

MECCANICA DEL SINTONIZZATORE UL 40

Per la realizzazione di questo sintonizzatore la HIGH-KIT si è avvalsa in larga misura della tecnica costruttiva dei circuiti stampati.

Tuner, amplificatore di media frequenza, e preamplificatore sono infatti realizzati secondo questa tecnologia: i tre circuiti stampati a loro volta sono fissati su un telaio metallico, trattato elettroliticamente in modo da garantire un'ottima conducibilità elettrica.

Sempre sul telaio trovano posto il trasformatore d'alimentazione, il commutatore, e tutte le prese d'ingresso e d'uscita del sintonizzatore.

La fig. 4 vuole riassumere, secondo la clas-

sica configurazione a blocchi, il funzionamento dei vari stadi.

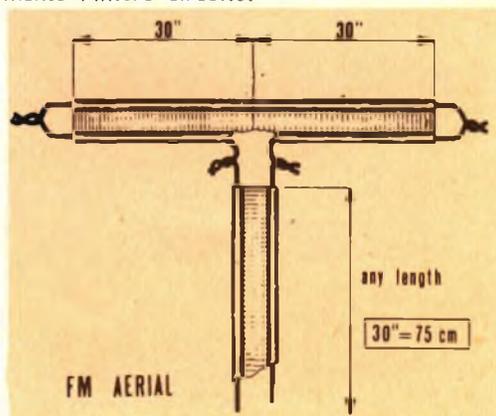
La fig. 6 invece indica i collegamenti relativi ai tre circuiti stampati, come in effetti sono realizzati sul telaio di base.

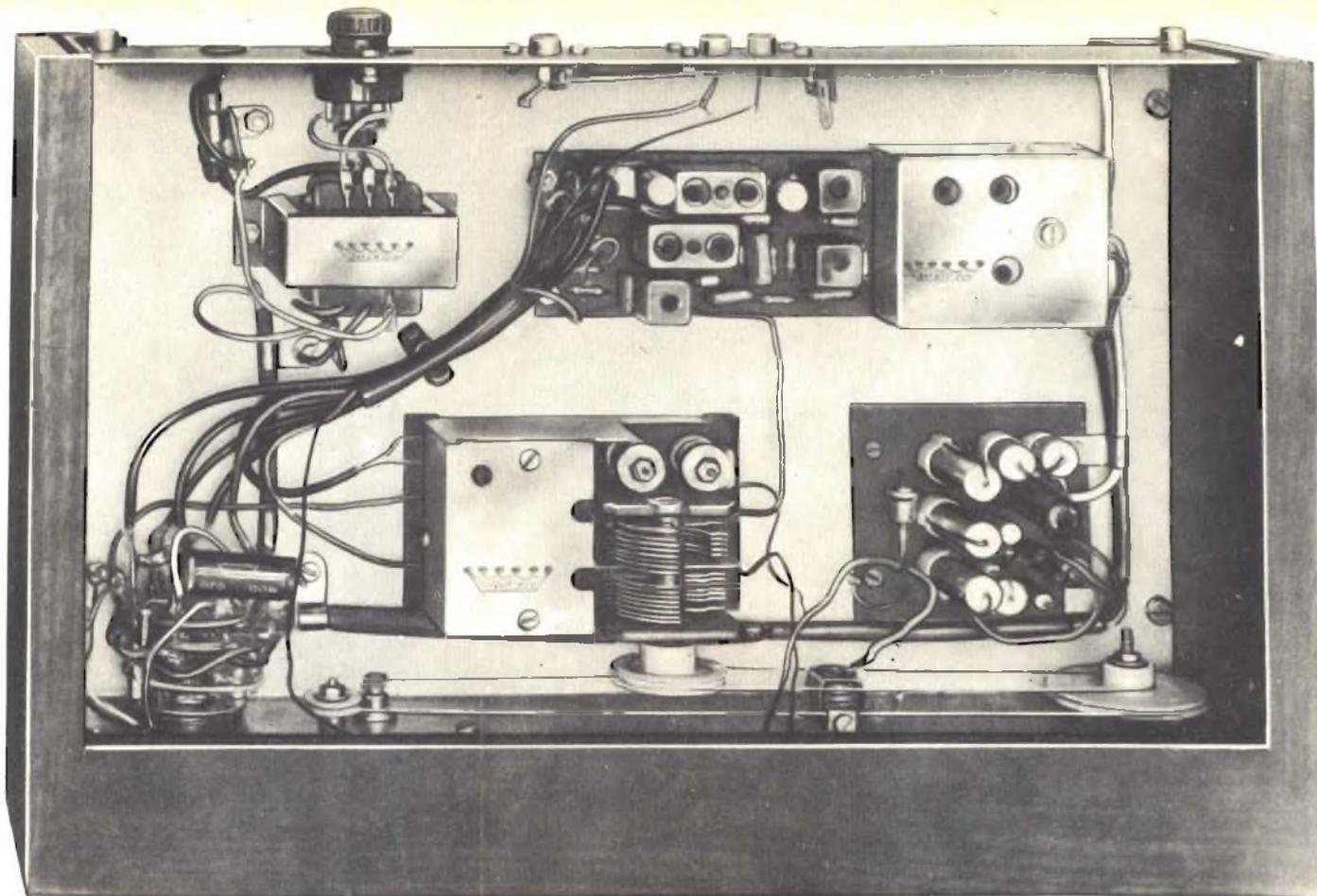
In fig. 7 è visibile l'interno del sintonizzatore, in questo caso visto senza la griglia di protezione.

Nell'insero fuori testo è riportato lo schema elettrico del sintonizzatore UL 40 completo di tutti i dati relativi ai valori e alle sigle dei componenti impiegati.

Il tuner e l'amplificatore di media frequenza sono dell'HIGH-KIT premontati e perfettamente tarati; quindi è assolutamente sconsigliabile intervenire su questi componenti per riparazioni, taratura o altro.

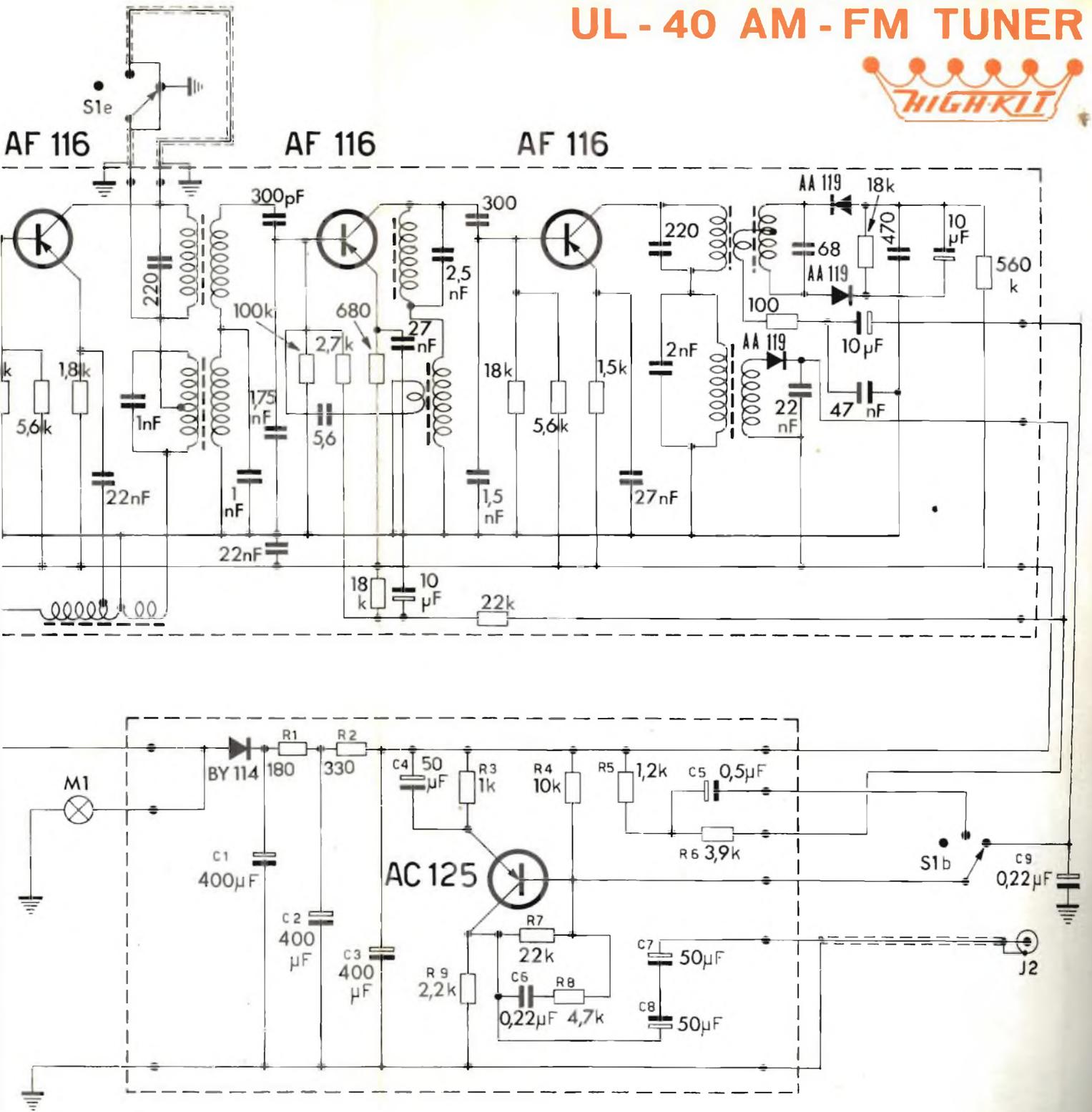
Per le suddette operazioni rivolgersi esclusivamente ai distributori HIGH-KIT, che effettueranno la riparazione o sostituiranno direttamente l'intero circuito.

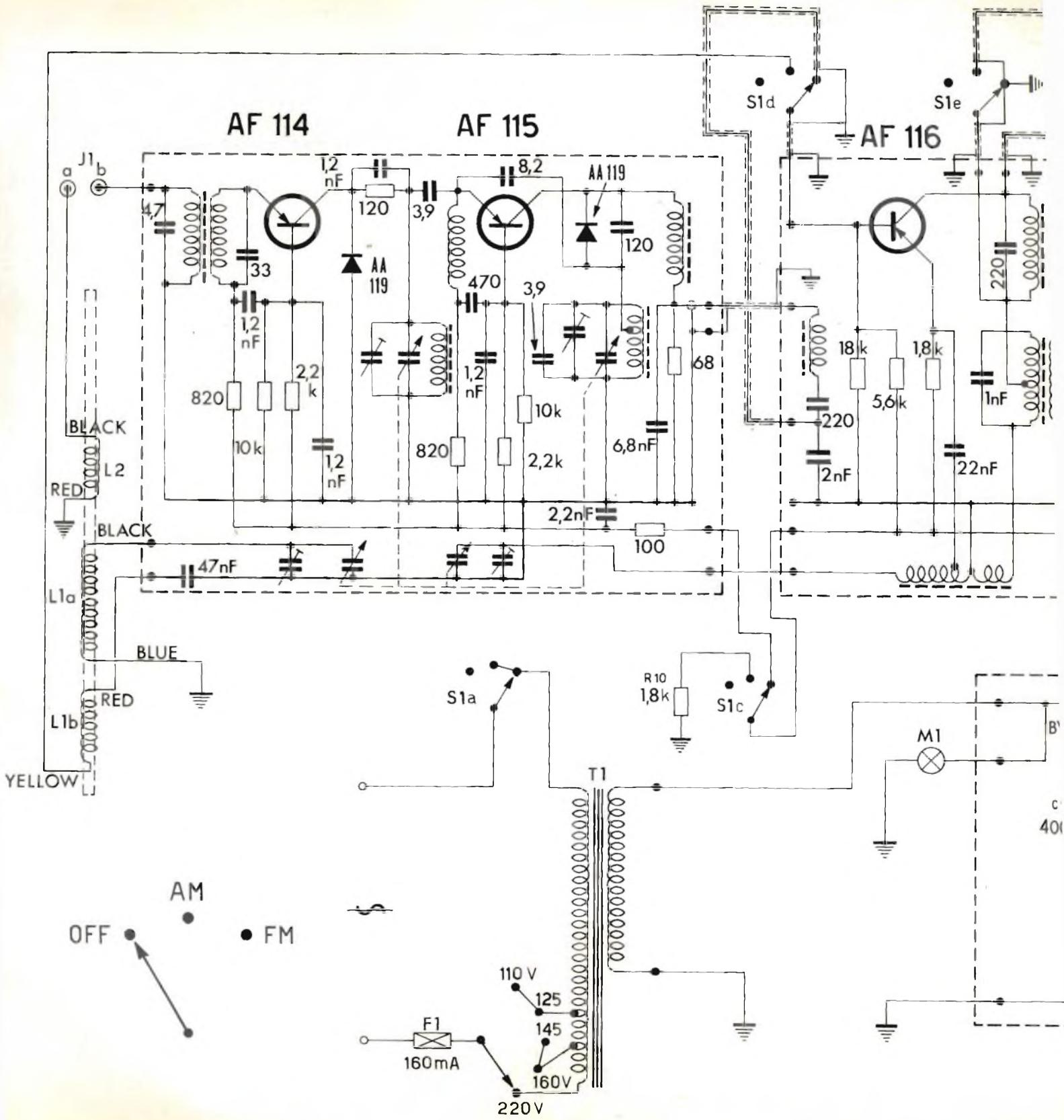


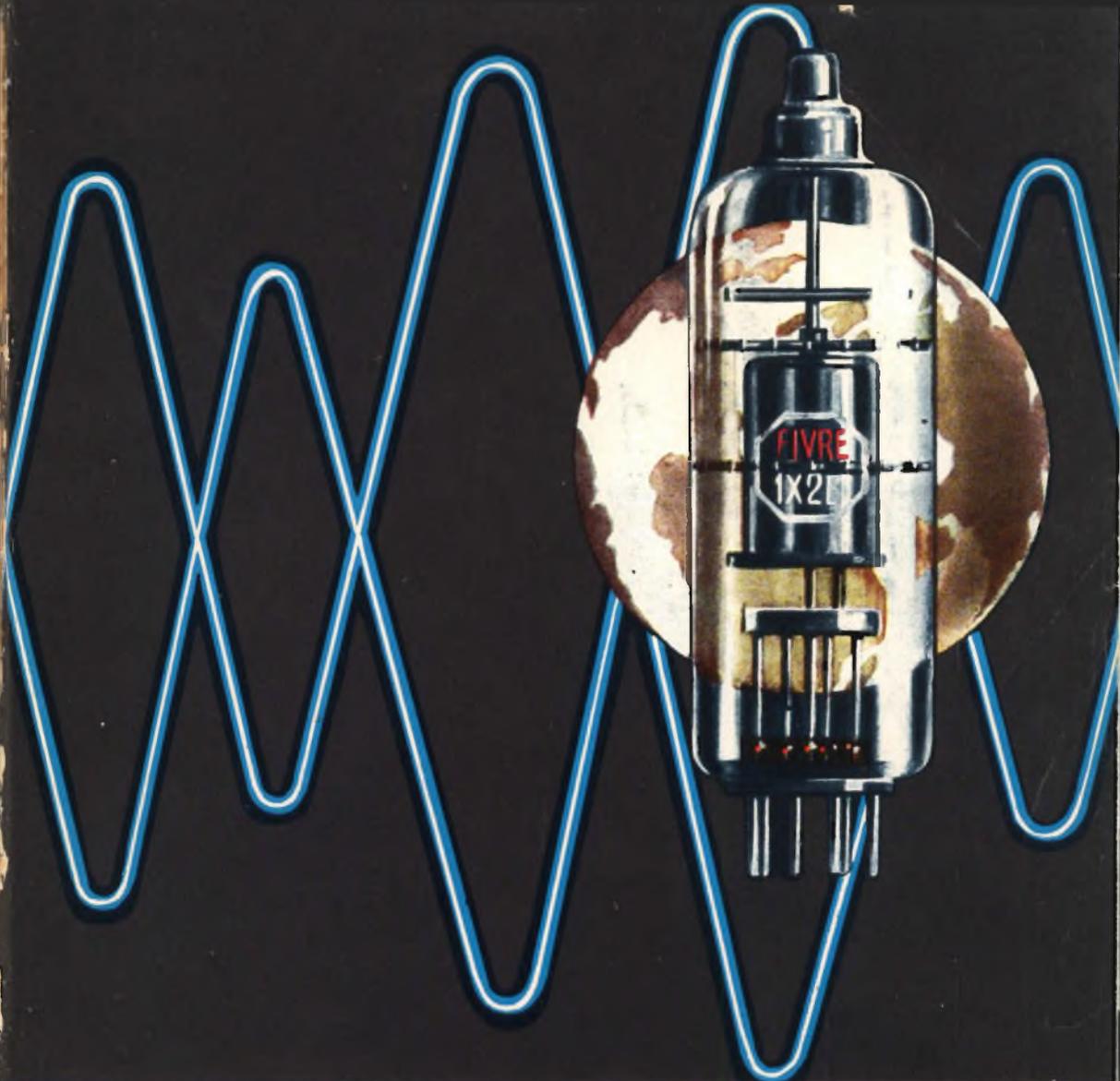


Stock	Sym.	Description	N.	Stock	Sym.	Description	N.
G/20	—	Viti 4 MA x 15	4	C/308	—	Tubetto vipla diametro 6 mm	20 mm
G/44	—	Dado 2 MA	1	C/312	—	Tubetto vipla diametro 10 mm	80 mm
HK/602	—	Dadi 3 MA	30	C/351	—	Tubetto sterlingato Ø 0,5 mm	60 mm
HK/603	—	Dadi 4 MA	6	C/352	—	Tubetto sterlingato Ø 1 mm	85 mm
HK/604	—	Distanziatori 3 x 5 x 7	4	G/3011-2	—	Nastro adesivo (nero)	—
HK/605	—	Distanziatore x puleggia Ø 15	1	G/313	—	Ranelle 3 mm	2
HK/606	—	Distanziatore x puleggia Ø 40	1	G/322	—	Ranelle di fibra 3 mm	8
HK/607	—	Distanziatori x fissaggio griglia	2	HK/609	—	Ranelle 4 mm	6
G/189	—	Clips fermacordone	1	HK/403	CS1	Circuito stampato (60 x 65 mm)	1
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (verde)	400 mm	C/225	—	Cordone d'alimentazione con spina	1
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (rosso)	440 mm	G/2955	—	Cordicella x indice	1,4 m
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (nero)	240 mm	G/102	—	Contatti di massa	4
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (blu)	740 mm	G/477	TB1	Terminale 1 + 1 massa	1
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (arancio)	430 mm	HK/701	K1	Mobile	1
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (giallo)	380 mm	HK/702	K2	Griglia	1
C/194	—	Trecciola sez. 0,35 mm ² (grigio)	400 mm	HK/703	K3	Mascherina	1
C/152	—	Filo nudo stagnato Ø 0,8 mm	230 mm	HK/704	K4	Scala parlante	1
C/106	—	Filo schermato (nero)	310 mm	HK/705	K5	Piedini di gomma	4
C/301	—	Tubetto vipla diametro 1 mm	30 mm	HK/706	K6	Manopola (senza indice)	1
C/303	—	Tubetto vipla diametro 2 mm	60 mm	F/59	K7	Manopola	1
C/304	—	Tubetto vipla diametro 2,5 mm	60 mm	—	—	Imballo	1
C/306	—	Tubetto vipla diametro 4 mm	150 mm	—	—	Manuale istruzioni	1
C/307	—	Tubetto vipla diametro 5 mm	225 mm	HK/712	—	Copertura in plastica	1

UL - 40 AM - FM TUNER







- 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

nuovi nastri magnetici Scotch in poliestere

**CON L'ALTA FEDELTA'
LA DURATA SENZA LIMITI**

Scotch[®]
magnetic tape

STANDARD

registrazioni di classe
professionale

102

Scotch[®]
magnetic tape

LUNGA DURATA

impiego universale
per registrazioni
monoaurali
e stereofoniche
su quattro piste

150

Scotch[®]
magnetic tape

DOPPIA DURATA

registrazioni di alta
qualità e lunghissima
durata ininterrotta su due
e quattro piste

200

Scotch[®]
magnetic tape

TRIPLA DURATA

ventiquattro ore
di registrazione continua

290