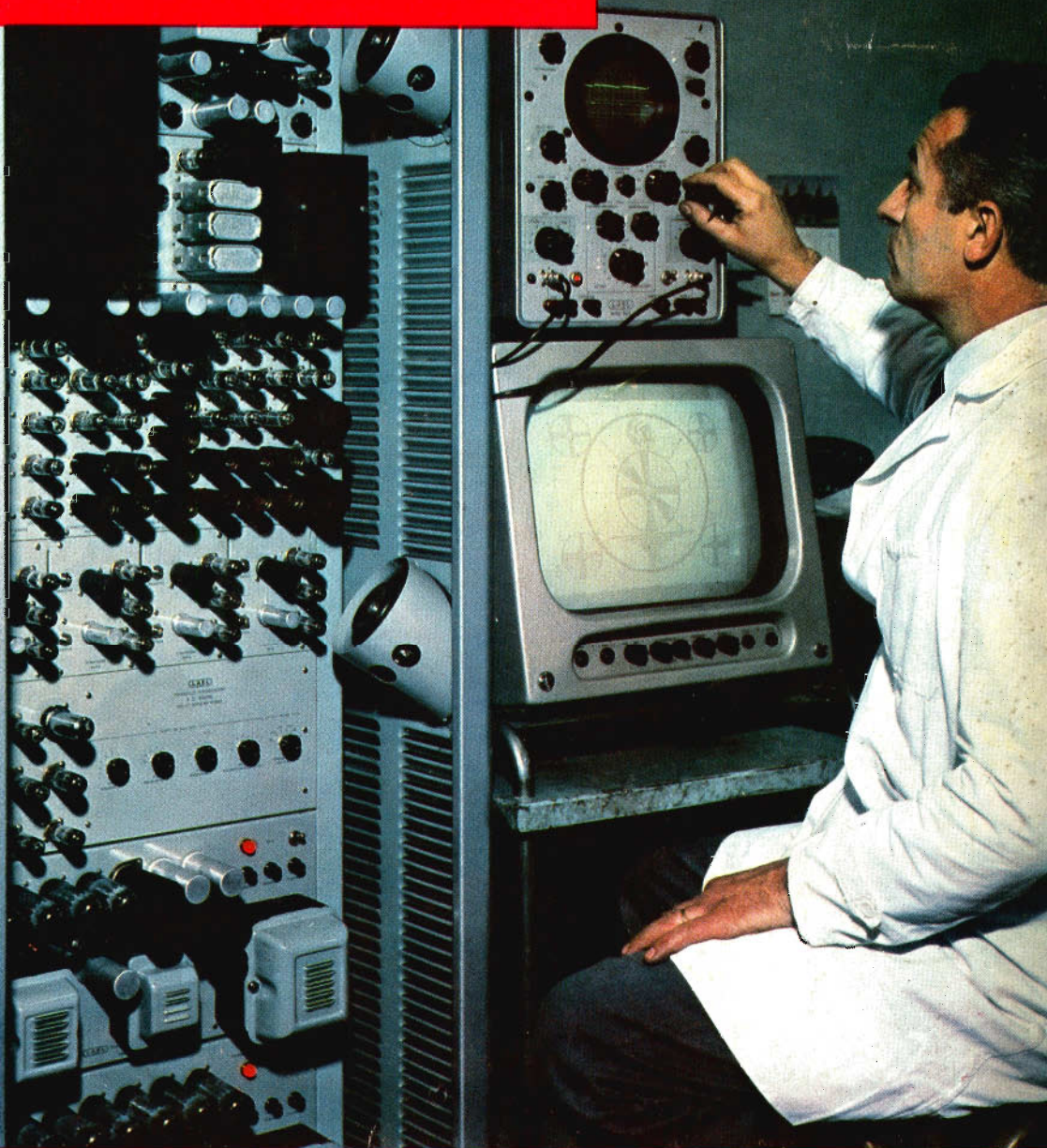


7

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV



ARGENTINA Pesos 133,33
 AUSTRALIA Sh. 12,10
 AUSTRIA Sc. 24,90
 BELGIO Fr. Bg. 48
 BRASILE Crs. 1,200
 CANADA \$ Can. 1,21
 CILE Esc. 1,34
 DANIMARCA Kr. D. 6,65
 EGITTO Leg. 0/420
 ETIOPIA \$ Et. 2,35

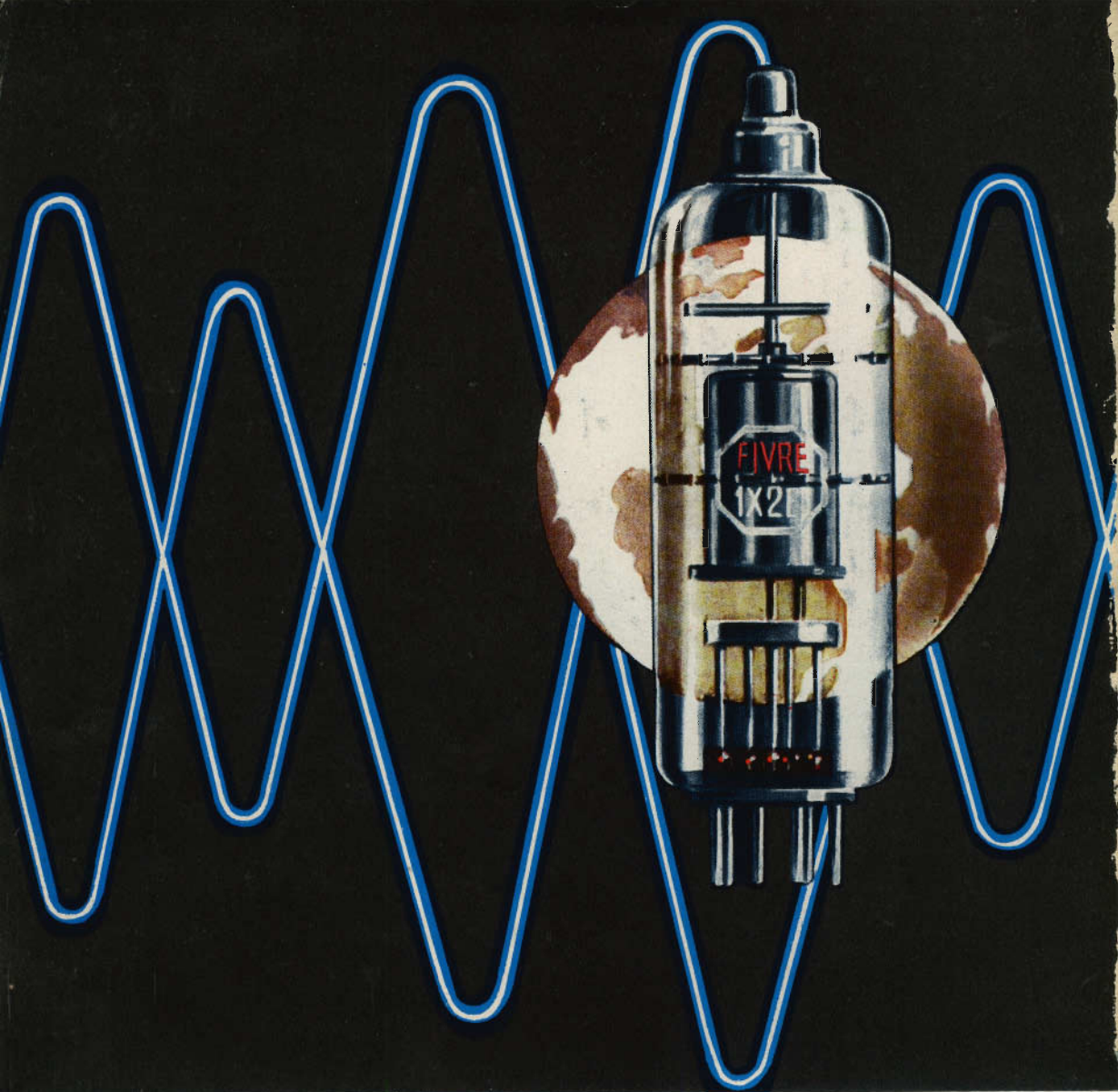
FRANCIA Fr. Fr. 4,72
 GERMANIA D. M. 3,83
 GIAPPONE Yen. 346,80
 INGHILTERRA Sh. 6,11
 ISRAELE L. L. 3,31
 JUGOSLAVIA Din. 723
 LIBIA L. Lib. 0/345
 MALTA Sh. 6,11
 NORVEGIA Kr. N. 6,90
 OLANDA Fl. 3,47

PARAGUAY Guar. 120
 PERU' Sol. 42,83
 PORTOGALLO Esc. 27,61
 SPAGNA Pts. 57,69
 SUD-AFRICA R. 9,81
 SVIZZERA Fr. S. 4,15
 TURCHIA L. T. 5,70
 URUGUAY Pesos 19,44
 U.S.A. \$ 1,61
 VENEZUELA Bs. 6,57

N. 7 - LUGLIO 1964

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350



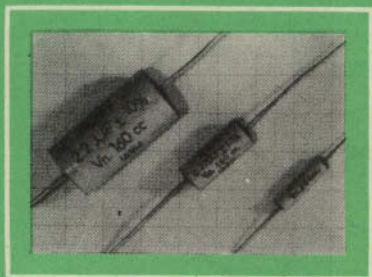
- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



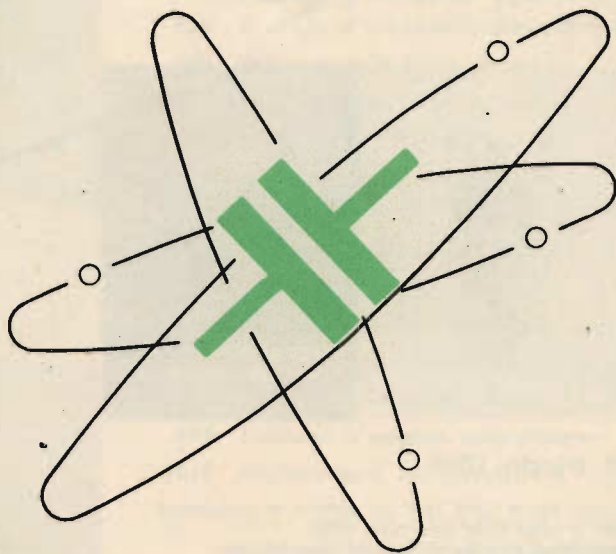
FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.

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

MICROFARAD CIRCE



CONDENSATORI IN FILM POLIESTERE METALLIZZATO



PUBBLIMICRO-63



Via Derganino 20 Milano - Tel. 37.60.401 - 2 - 3 - 4

circe

Due nuove valvole amplificatrici professionali

ECC 8100 doppio triodo VHF

a bassa reazione per il campo di frequenza fino a 300 MHz, esecuzione miniatura con zoccolo a 9 piedini particolarmente indicato per amplificatori d'antenna in banda III.

**2 punti di lavoro per pre stadio e stadio finale
(15 mA e 25 mA)**

impiego universale

basso rumore ed elevata amplificazione

semplice neutralizzazione data la piccola

capacità anodo-griglia (0,45 pF)

Dati tecnici:

Sistema I	Sistema II	
$U_a = 90 \text{ V}$	90 V	$v_L (B = 8 \text{ MHz}) = 30 \text{ dB}$
$I_a = 25 \text{ mA}$	25 mA	$U_a \approx (60 \Omega) = 6 \text{ V}$
$S = 16 \text{ mA/V}$	20 mA/V	$F = 2,8 \text{ kT}_O$
$\mu = 30$	30	



EC 8010 triodo UHF

nuovo triodo UHF con un campo di frequenza fino a 1000 MHz per stadi finali; amplificatori a larga banda, amplificatori d'antenna in banda IV/V e oscillatori in inserzione griglia a massa.

elevata amplificazione

bassa reazione

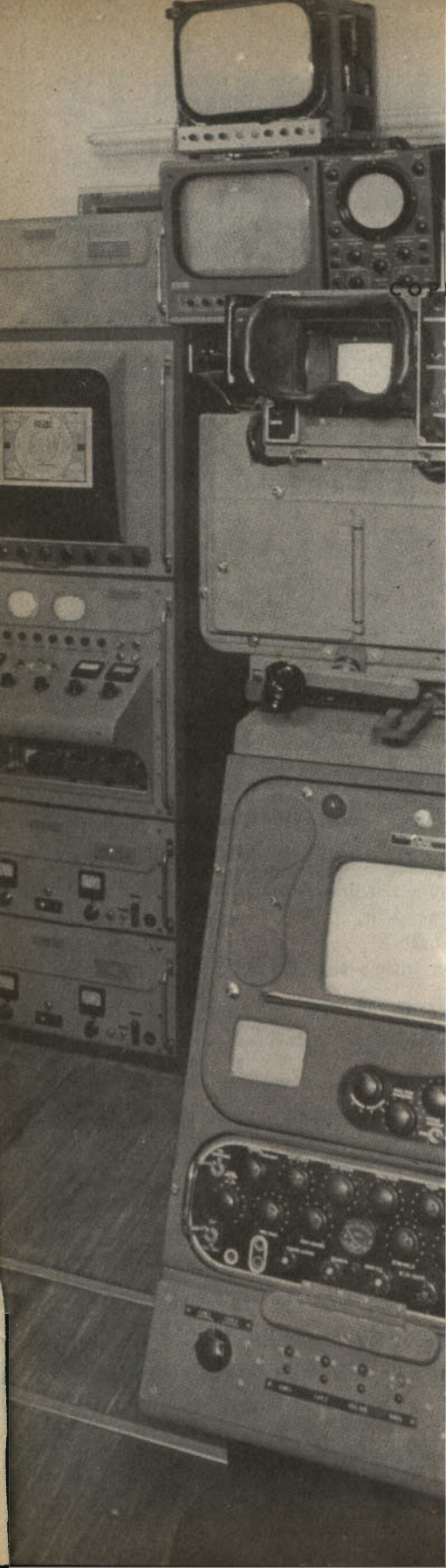
elevata potenza d'uscita

Dati tecnici:

$U_a = 160 \text{ V}$	$C_{ak} \approx 0,08 \text{ pF}$
$I_a = 25 - 30 \text{ mA}$	$f = 800 \text{ MHz}$
$S = 28 - 30 \text{ mA/V}$	$v_L \approx 15 \text{ dB}$
$\mu = 60$	$U_a \approx (800 \text{ MHz}, 60 \Omega) \quad 4 \text{ V}$

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 7 - Luglio 1964

- 
- ERTINA** Generatore di monoscopio - Lael
- 883 Elementi micrologici Fairchild
- 891 L'alimentazione nei selettori di canali a transistori
- 895 Riparare i transistori con il voltmetro
- 899 Originale trasduttore elettroacustico
- 903 TV a colori - Parte VIII
- 909 Modulazione AM-FM
- 915 Come si devono montare i semiconduttori
- 921 Impiego del Nuvistor
- 931 Misura delle radiazioni cosmiche
- 937 Amplificatore B.F. 3 W a transistori
- 941 Nel mondo dell'atomo
- 943 Il diodo a cristallo (continuazione)
- 947 Rassegna delle riviste estere
- 955 Servizio Radio-TV
- 963 L'elettronica illustrata
- 967 Protected tester da 20 k Ω /V
- 969 Il fusibile
- 981 I lettori ci scrivono
- 985 Temporizzatore a transistori
- 989 Amplificatore HI-FI miniatura
- 991 Trasmettitore a cristallo per O.C.
- 994 Notizie tecniche dal mondo
- 995 Impianto d'antenna centralizzato - III parte
- 1019 Miglioramenti nei ricevitori a supereazione

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

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: Via Petrella, 6 - Milano - Telef. 20.41.051 - Direttore Responsabile: CESARE DALMASO - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: Grafiche IGIESSE - Corso Sempione, 93 - Milano. Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telef. 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.300 - per l'Estero L. 6.500. I versamenti per l'abbonamento e numeri arretrati vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

LA RAI VUOLE ESSERE BUTTERFLY

Si è fatto un gran parlare della nave giapponese che attracca i porti di Europa quale Fiera galleggiante. Quando arrivò a Genova i giornali italiani non lesinarono, in forme assai eleganti, le critiche a quella aggressione incruenta ma non innocua: i giapponesi definirono l'impresa come offensiva di lavoro e di pace, ma la nostra stampa non mancò di parlare di invasione gialla e di conquista di mercati. Insomma c'è stata una giusta reazione, sia pure ridotta a commenti, a quella minaccia alla nostra economia, giunta proprio in un momento critico per l'industria italiana.

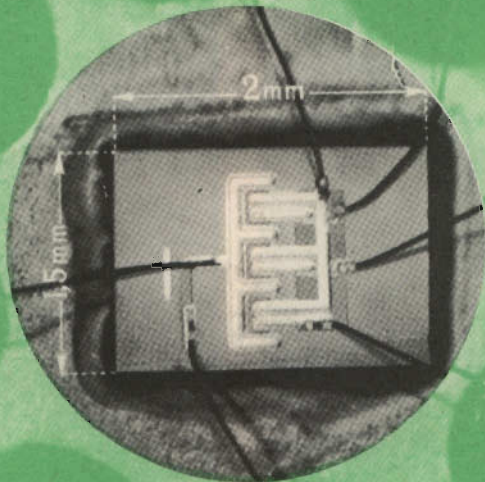
Soltanto la RAI, quasi fosse lei stessa figlia del Sol Levante, ha accolto sorridendo quel fil di fumo levatosi sull'estremo confin del mare. Soltanto la RAI non si è accorta che sì, parlare dell'avvenimento era lecito e doveroso — in fondo, faceva notizia per lo meno insolita — ma che sarebbe stato ancor più doveroso non esagerare.

Invece, ha dedicato alla nave giapponese un intero servizio di TV Sette, presentando l'avvenimento come una tappa del progresso e, sentite questa, mostrando i prodotti ed annunciandone i prezzi, come suol dirsi, stracciati.

Dunque, noi che siamo tartassati in tutti i modi, che incontriamo ostacoli sempre nuovi alle nostre iniziative, che siamo circondati dalla più demagogica delle incomprendioni, se vogliamo ravvivare le operazioni commerciali e chiediamo aiuto alla RAI, dobbiamo farci taglieggiare dalle inverosimili tariffe di Carosello, Arcobaleno e Tic Tac.

Arriva un giapponese qualunque, che per la nostra economia corrisponde ad un bicchiere di acido solforico per un assetato, e la RAI gli fa la pubblicità gratuita, dimostrandosi insensibile ai problemi d'interesse nazionale. E gli operatori economici italiani possono dormire tranquilli perché sono molto ben protetti: da un Kimono.

ELEMENTI MICROLOGICI FAIRCHILD



Gli elementi micrologici costituiscono una famiglia di blocchi logici di dimensioni molto ridotte; ciascuno infatti è contenuto interamente nell'interno di una minuscola piastrina di silicio monocristallino con il lato di 1,5 mm. Il circuito impiegato è un circuito logico a transistori ad accoppiamento diretto mediante resistenze.

È stato impiegato questo circuito perchè richiede:

- 1) un minimo numero di componenti;
- 2) un minimo di tipi di componenti;
- 3) i valori dei componenti non sono critici;

- 4) il consumo in potenza è ridotto;
- 5) la tensione di alimentazione è bassa.

Questa famiglia di elementi funzionali può essere impiegata per compiere in maniera più economica tutte le funzioni che si incontrano nella sezione logica di un ordinatore elettronico.

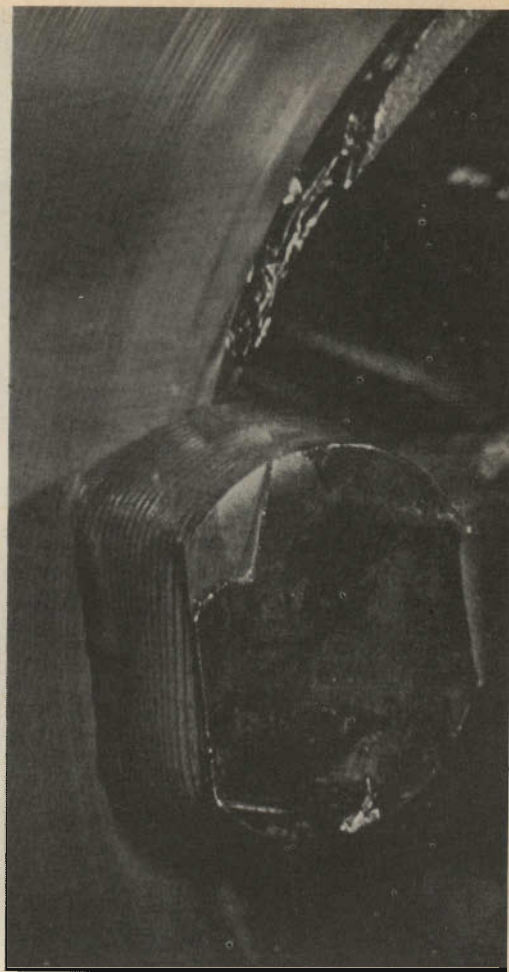
Funzionano alla frequenza di 1 MHz in una gamma di temperatura che va da -55°C a $+125^{\circ}\text{C}$.

Qui di seguito indichiamo ai nostri lettori le varie fasi di fabbricazione di un elemento micrologico classico e cioè l'« HALF SHIFT REGISTER », partendo dal cristallo iniziale fino al controllo finale dell'elemento.



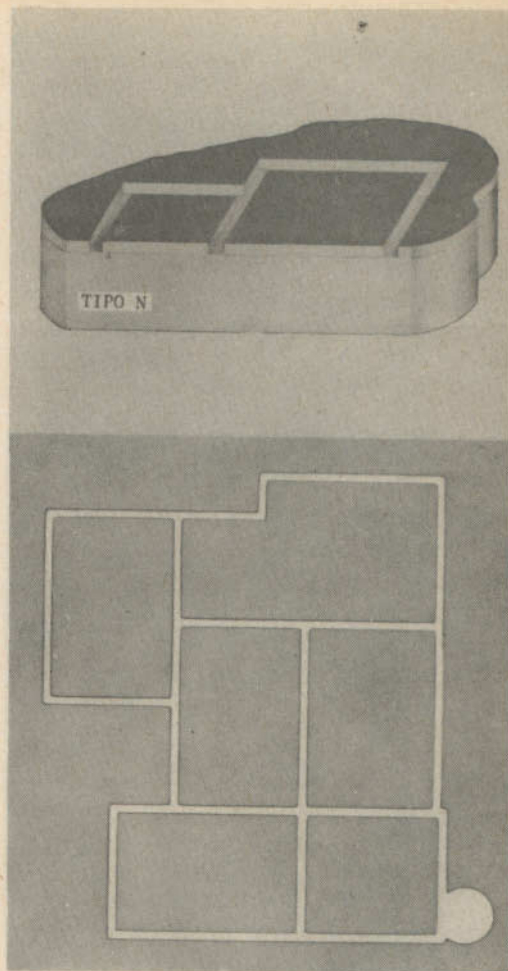
TIRAGGIO DEL MONOCRISTALLO

Il materiale di partenza che serve alla fabbricazione degli elementi micrologici è quello stesso silicio ad elevato grado di purezza usato per la fabbricazione dei transistori; per ottenere la struttura cristallina all'interno del materiale si usa il metodo « Czochralski », e cioè, partendo da una massa di silicio fuso per ottenere successivamente lingotti monocristallini lunghi circa 15 cm e con 2,5 cm di diametro. Per la fabbricazione degli elementi micrologici viene impiegato il cristallo di tipo N ottenuto drogando il cristallo puro con minuscole quantità di fosforo.



TAGLIATURA E MOLATURA DEL MONOCRISTALLO

Il lingotto di monocrystallo così ottenuto viene affettato in lamine dello spessore di circa 0,2 mm mediante una sega di diamante. Ogni piastrina così ottenuta viene successivamente molata mediante un abrasivo molto fine in modo da ottenere una superficie molto piana e uniforme. A questa operazione meccanica segue un attacco chimico (mordenzatura) che riduce la piastrina allo spessore di 0,075 mm e che conferisce alle due superfici della medesima un aspetto brillante e molto liscio. Questo stesso sistema viene impiegato nella fabbricazione dei transistori planari.



OSSIDAZIONE

Le piastrine così ottenute vengono successivamente disposte in una atmosfera ossidante di un forno dove la temperatura raggiunge il valore di 1200 °C.

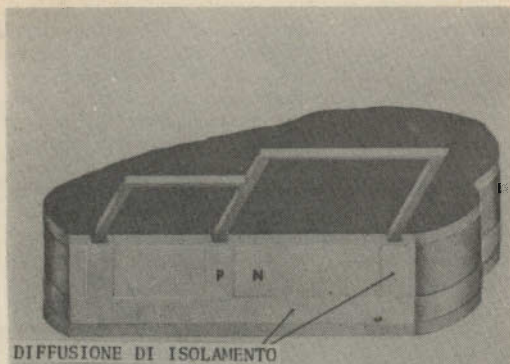
A questa temperatura l'ossigeno penetra nel reticolo cristallino in superficie e si combina chimicamente col silicio per formare il biossido di silicio SiO_2 che è molto stabile e inerte.

Questo processo serve per «incapsulare» le piastrine e «passivare» completamente le loro superfici.

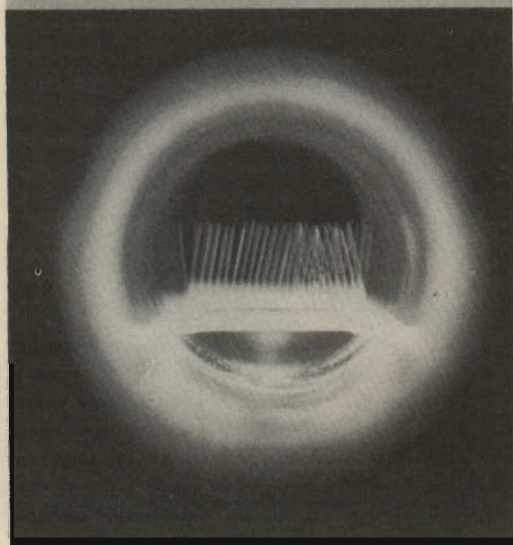
Questa è la prima tappa dell'inizio del processo per la costruzione dei transistori planari.

MASCHERATURA PREPARATORIA PER L'ISOLAMENTO

Per isolare elettricamente i singoli transistori e le resistenze è stata studiata una tecnica particolare. Le piastrine vengono ricoperte da uno strato fotosensibile. Successivamente esse vengono esposte alla luce attraverso una maschera ad elevata risoluzione. Le parti non esposte sono solubili e facilmente eliminate mediante un solvente. Successivamente, un attacco chimico scioglie il biossido di silicio che si trova in corrispondenza di quelle parti della piastrina non protette dallo strato fotosensibile. In questo modo si ottengono per fotoincisione delle ridotte strisce o finestre che circondano la superficie dei transistori.

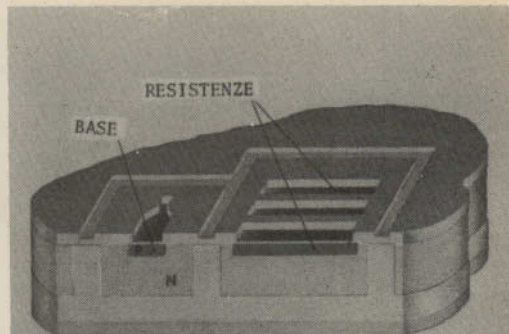


DIFFUSIONE DI ISOLAMENTO



DIFFUSIONE DI ISOLAMENTO

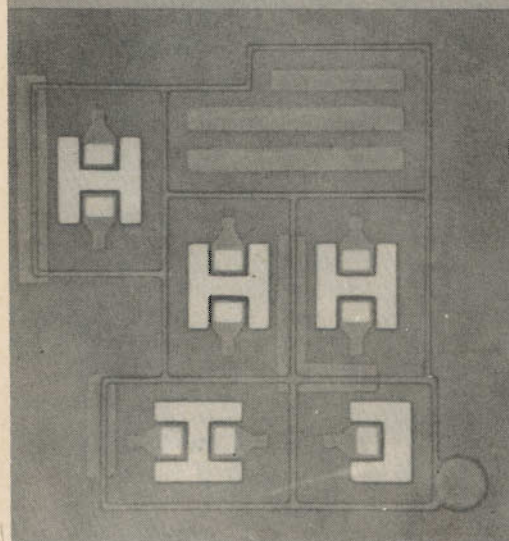
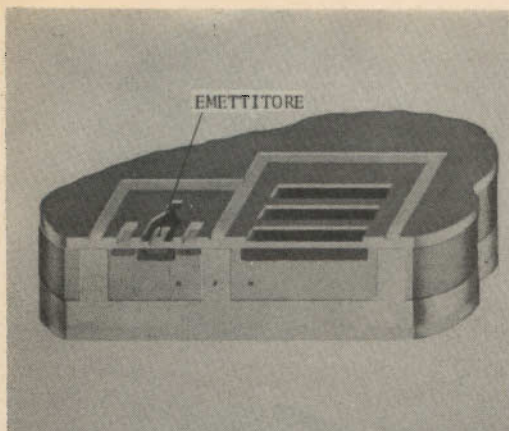
Le piastrine vengono successivamente poste in un forno speciale ad elevata temperatura nella cui atmosfera è contenuta una certa quantità di boro allo stato gassoso. Il boro si diffonde soltanto in quelle parti dove la superficie del silicio è stata messa a nudo con il processo di fotoincisione. Lo strato di ossido di silicio riesce ad impedire, anche a questa temperatura elevata, che l'impurità (boro) penetri lo strato di silicio puro. A questo punto la temperatura viene portata fino a 1300 °C; viene immesso l'ossigeno e il boro si diffonde contemporaneamente nei due lati della piastrina attraversandola interamente; esso lascia tuttavia delle « tasche » di materiale originale di tipo N in corrispondenza delle zone protette; queste diventeranno le regioni del collettore dei transistori, separate le une dalle altre dalla presenza dell'isolamento diffuso. Sulla superficie dove è stato eliminato il biossido di silicio si forma per ossidazione un nuovo strato.



MASCHERATURA E DIFFUSIONE DELLE BASI

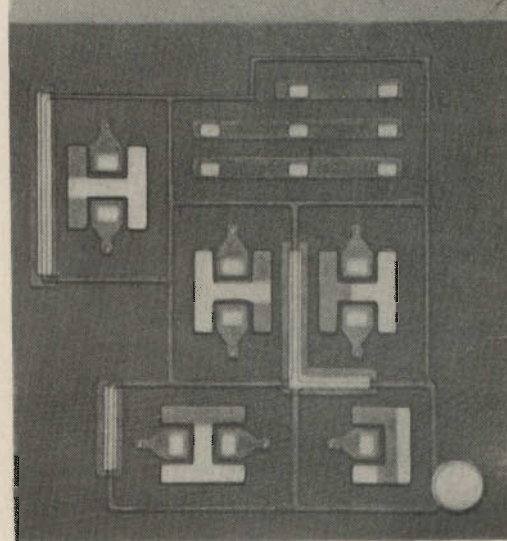
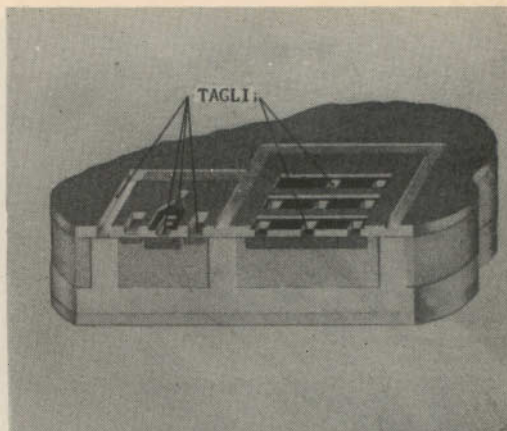
Per ottenere le basi si attua ancora il metodo della « mascheratura » e di diffusione. La piastrina viene mascherata e attaccata per diffusione simultanea delle regioni della base e delle resistenze.

Come impurità viene impiegato ancora il boro in un processo di diffusione a temperatura elevata. Le regioni di base vengono diffuse nel materiale di origine di tipo N così da formare i diodi collettore-base dei transistori e parimente le resistenze del circuito. Via via che la diffusione avanza, l'atmosfera di ossigeno del forno ossida nuovamente quelle zone della superficie che sono state esposte proteggendole contro eventuali contaminazioni. La diffusione non procede soltanto in profondità; essa avanza anche lateralmente così da penetrare nel silicio ricoperto dallo strato di ossido protettore. La percentuale di impurità presente nella base dei transistori micrologici è uguale a quella usata per la fabbricazione dei transistori planari. La resistività delle zone diffuse ha un valore tale da consentire di impiegare queste zone come resistenze.



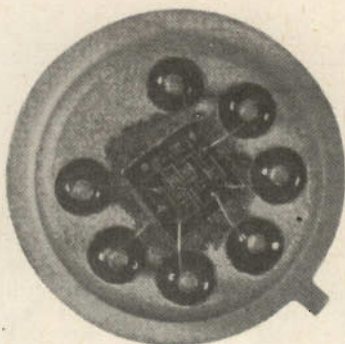
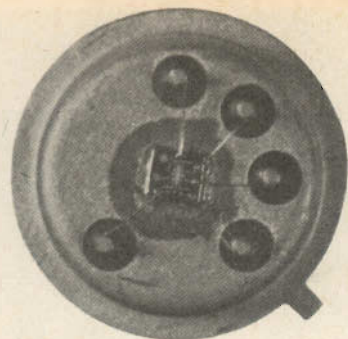
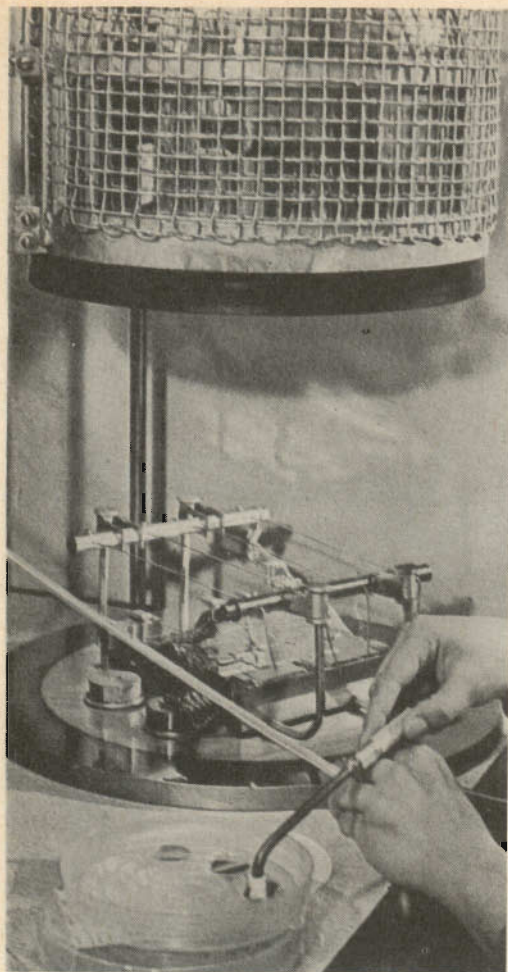
MASCHERATURA E DIFFUSIONE DEGLI EMETTITORI

Per fare gli emettitori s'impiega lo stesso sistema di mascheratura e di diffusione precedentemente descritto. L'ossido viene tolto mediante mascheratura e fotoincisione per mettere in evidenza le superfici degli emettitori e i contatti superiori dei collettori. Una impurità di tipo N (fosforo) viene depositata sulla superficie a temperatura elevata. La diffusione ha luogo a 1200 °C circa. Si forma nuovamente il biossido di silicio mentre la diffusione avanza coprendo in questo modo la superficie fotoincisa assicurandone la protezione. La diffusione laterale fa in modo che sotto lo strato di protezione si formino le giunzioni. Si noterà come in ciascun caso l'estremità della regione diffusa termina sotto lo strato di ossido che esisteva precedentemente. Questo strato di ossido proteggerà permanentemente le giunzioni contro gli agenti esterni durante il corso di fabbricazione o l'impiego dell'elemento.



FORMAZIONE DELLE SUPERFICIE DI CONTATTO PER I COLLEGAMENTI

Le precedenti tappe di fabbricazione sono servite per produrre i transistori e le resistenze degli elementi micrologici. Rimane ora da collegarli tra loro così da ottenere il circuito logico desiderato. Ciò è ottenuto per evaporazione dei collegamenti metallici sulla superficie della piastrina di silicio. Prima di questa operazione, è necessario praticare nell'ossido di silicio, al di sopra delle regioni appropriate, alcuni fori in modo che il metallo evaporato possa venire a contatto con esse. Per far ciò si impiega ancora il sistema di mascheratura precedentemente descritto.



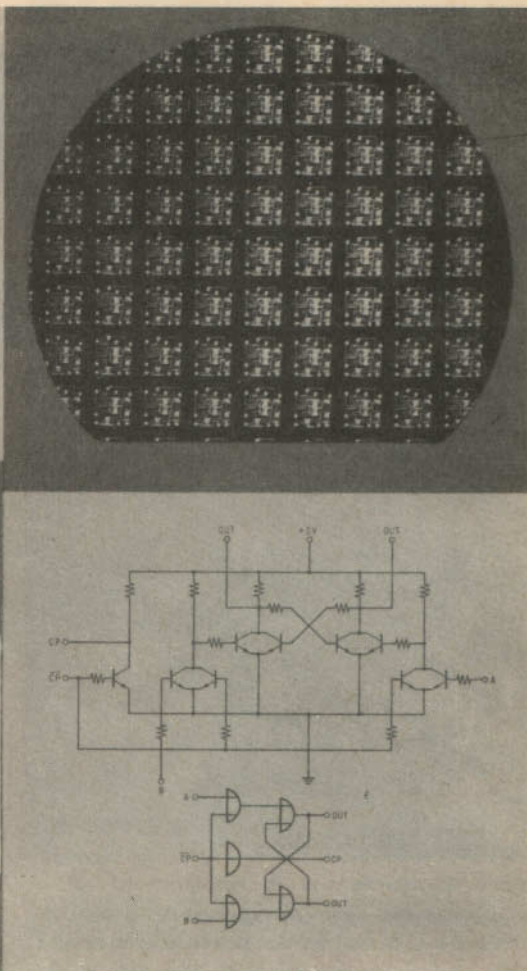
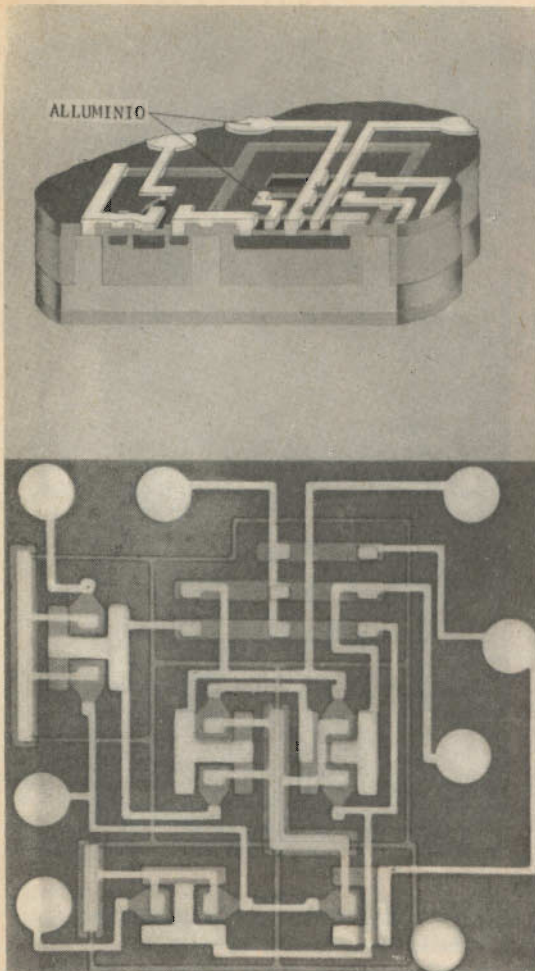
METALLIZZAZIONE

Le piastrine vengono poste sotto una campana nella quale viene praticato un vuoto molto spinto. Su un filamento di tungsteno viene riscaldata fortemente una certa quantità di alluminio. L'alluminio evapora e si deposita in uno strato molto sottile su tutta la superficie della piastra. In questo modo, possono es-

sere trattate contemporaneamente molte piastrine che a loro volta comprendono centinaia di elementi micrologici.

Qui sopra abbiamo riportato due elementi micrologici ingranditi senza capsula protettrice.

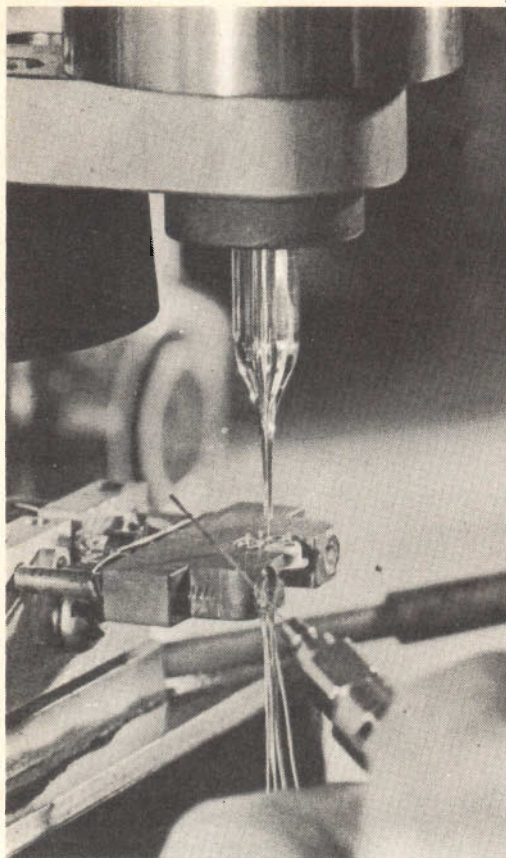
In basso è visibile un elemento micrologico con dimensioni naturali.



COLLEGAMENTI

Mediante una nuova operazione di fotoincisione lo strato di alluminio viene mascherato, impressionato e attaccato chimicamente in modo da lasciare una rete di collegamenti tra i transistori e le resistenze del circuito logico. A questo punto la piastrina contenente gli elementi micrologici (HALF-SHIFT REGISTER) è elettricamente terminata; non resta che separare i singoli circuiti e metterli in appositi contenitori. Fino a questo punto tutte le operazioni sono state effettuate su un certo numero di piastrine. Questo particolare è molto importante agli effetti della riduzione del costo di produzione. Paragoniamo lo schema elettrico (a destra) e la microfotografia (a sinistra) dell'elemento terminato. Notiamo subito la

sezione « Flip Flop » al centro della figura con i collegamenti metallici che vanno dal collettore di un transistor alla base dell'altro transistor. Si possono vedere i collettori di ciascuna « porta » collegati alla base del « Flip-Flop » corrispondente. Tutti i collegamenti verso l'esterno (ingressi, uscite, alimentazione e massa) si trovano alla periferia di ciascun elemento in corrispondenza di piccoli cerchietti di alluminio che consentono dei contatti facili e sicuri. L'insierimento della tensione di alimentazione avviene al centro della resistenza di 1200Ω e conseguentemente risulterà collegata a ciascun collettore una resistenza di 600Ω . Tutti gli emittitori sono collegati alla zona di isolamento che funziona da massa comune.



INSERIMENTO NEL CONTENITORE

L'operazione di fissaggio usa una tecnica la cui sicurezza è stata da gran tempo collaudata nei transistori. La piastrina viene tagliata in piccole placchette mediante una tecnica simile al taglio del vetro. Per fare le incisioni sulla superficie della piastrina s'impiega infatti una punta di diamante. Successivamente, la piastrina viene rotta in corrispondenza di queste incisioni ottenendosi in questo modo delle piccole placchette quadrate uguali che vengono successivamente pulite, essiccate, ed esaminate al microscopio. L'elemento viene allora fissato mediante saldatura eutettica al centro di un contenitore tipo TO-5 con 8 terminali di uscita. Mediante termocompressione viene fissato un filo di oro molto sottile rispettivamente ai cerchietti di alluminio del circuito d'ingresso, di uscita e di alimentazione.

*



CONTROLLO FINALE E INCAPSULAMENTO

A questo punto l'elemento subisce un controllo ottico molto severo tendente ad assicurare che l'elemento non sia stato danneggiato durante il corso delle operazioni finali. Viene successivamente lavato, essiccato e riscaldato sotto vuoto in modo da eliminare qualsiasi traccia di umidità. Successivamente ancora sotto vuoto viene incapsulato.

Tutte queste tappe di fabbricazione sono identiche a quelle impiegate per la fabbricazione di normali transistori. Gli elementi micrologici o i transistori planari possono essere fatti sulla stessa linea di produzione. Dopo la chiusura il 100% degli elementi subiscono i seguenti controlli:

- urti meccanici;
- cicli di temperatura;
- accelerazione centrifuga;
- verifica di tutti i parametri elettrici;
- prova di funzionamento nelle condizioni più sfavorevoli.

Il controllo di qualità effettua dal canto suo dei prelievi per verificare se tutti gli elementi posseggono le qualità richieste.

(da « L'onde électrique »)

ALIMENTAZIONE ANODICA NEI SELETTORI DI CANALI A TRANSISTORI

La Valvo G.m.b.H. ha realizzato un selettore di canali UHF completamente transistorizzato da montare nei televisori a valvole. La tensione necessaria per l'alimentazione del selettore può essere ottenuta in uno dei seguenti modi:

a) mediante un trasformatore, raddrizzatore e relativo filtro. È la soluzione classica ma anche la più costosa.

b) mediante un partitore di tensione inserito sulla tensione anodica di alimentazione delle valvole.

c) mediante una resistenza di caduta in serie.

In ognuna delle sopracitate soluzioni, la tensione di alimentazione del selettore (U_b) segue in ogni caso gli alti e i bassi della tensione di alimentazione del televisore (U_a). Le maggiori variazioni si avranno col sistema di alimentazione mediante partitore di tensione; in particolare si raggiungerà la massima tensione durante il tempo intercorrente tra l'accensione del

televisore e l'istante in cui i catodi delle valvole cominciano ad emettere elettroni.

Se la tensione di alimentazione varia, anche il punto di lavoro dei transistori varia. A sua volta, la variazione del punto di lavoro del transistor oscillatore produce una variazione di frequenza tale da compromettere sia la ricezione dell'immagine che quella del suono. Nei transistori inoltre, lo spostamento del punto di lavoro porta i medesimi a lavorare verso i valori-limite di funzionamento molto più celermente di quanto non avvenga nelle valvole.

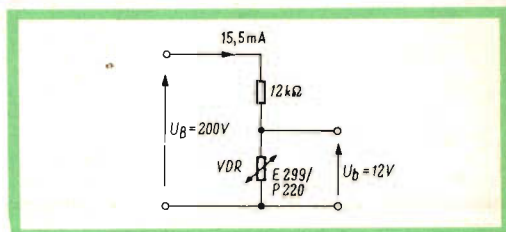


Fig. 1 - Circuito stabilizzatore impiegante una resistenza VDR.

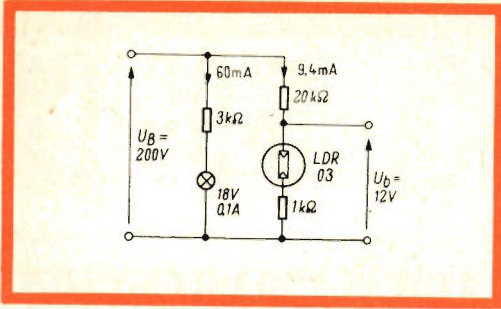


Fig. 2 - Circuito stabilizzatore impiegante una fotoresistenza LDR.

Nei televisori con controllo automatico dell'ampiezza orizzontale dell'immagine, le variazioni della tensione di alimentazione sono ancora più accentuate di quelle prodotte dalla variazione della tensione di rete. Per l'istante in cui il televisore viene acceso è sufficiente tener conto delle massime condizioni di lavoro del transistor alla temperatura ambiente dato che in quell'istante il televisore è ancora tutto freddo. Per il caso in cui il televisore venisse spento e poi riacceso subito dopo, bisognerebbe tener conto dei dati di funzionamento per un valore di temperatura medio.

Da quanto detto sopra si conclude che per un buon funzionamento del selettore non sarebbe inopportuno un circuito di stabilizzazione della tensione di alimentazione.

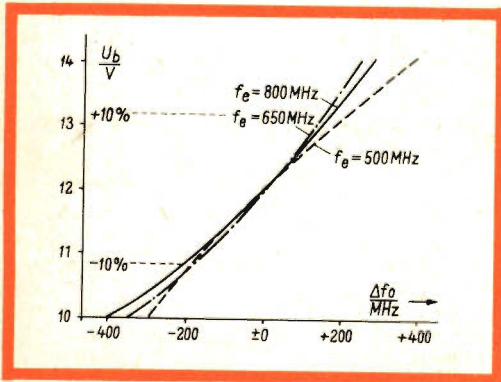


Fig. 3 - Andamento della frequenza dell'oscillatore in funzione della variazione della tensione di alimentazione. $\Delta f_{osc} = f \cdot (U_b)$.

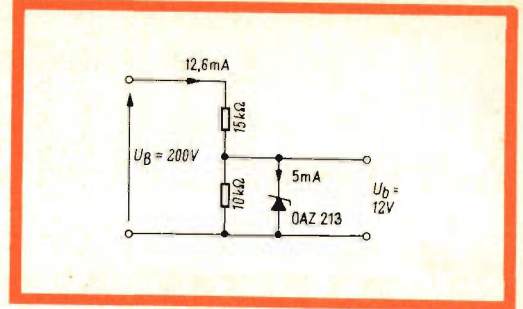


Fig. 4 - Circuito stabilizzatore impiegante un diodo Zener.

Qui di seguito indichiamo tre semplici circuiti di stabilizzazione.

Innanzitutto si deve fissare il fattore di stabilizzazione che si vuole ottenere; esso è dato dal rapporto:

$$S = \frac{\Delta U_b / U_B}{\Delta U_b / U_b}$$

dove

U_B = tensione di alimentazione del televisore (uscita del diodo raddrizzatore).

U_b = tensione di alimentazione del selettore.

Tale rapporto dipende dalla massima deriva ammissibile dell'oscillatore prodotta da una variazione della tensione di rete. In base al valore di dissipazione del

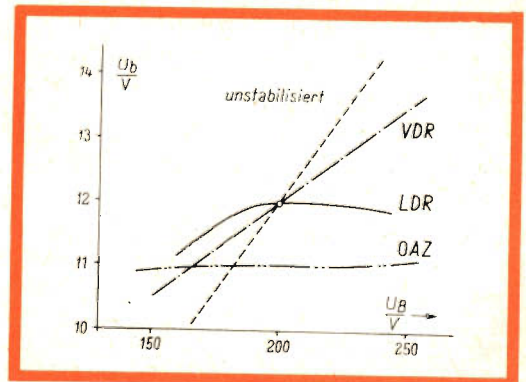
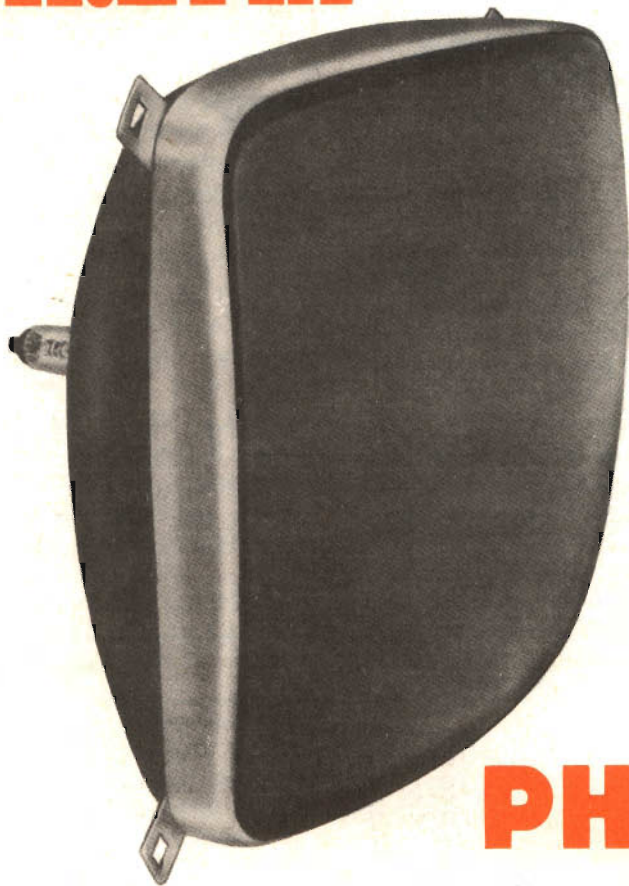


Fig. 5 - Andamento della tensione di alimentazione del selettore in funzione della tensione di alimentazione del televisore. $\Delta U_b = f \cdot (U_B)$.

LA MASSIMA
SICUREZZA
E LA MIGLIORE
QUALITÀ
DELL'IMMAGINE CON
IL CINESCOPIO
a **VISIONE
DIRETTA**

A 59-11W

AUTOPROTETTO



PHILIPS

VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO AUTOPROTETTO A 59 - 11W

- Sicurezza assoluta senza bisogno del cristallo di protezione per il televisore
- Elevato contrasto dell'immagine dovuto ad un maggiore coefficiente di assorbimento della luce e alla mancanza delle superfici riflettenti del cristallo di protezione
- Semplificazione del sistema di montaggio (quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica)
- Nuove possibilità estetiche per i mobili dei televisori
- Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente ripartito
- Caratteristiche elettriche identiche al tipo AW 59-91

PHILIPS S.p.A. - REP. ELETTRONICA - P.za IV NOVEMBRE 3 MILANO - TEL. 6994

transistore UHF AF 186 (35 mW) è prevista una massima tensione di funzionamento $U_b = 15 \text{ V}$.

Questo valore corrisponde ad una variazione di tensione di $+ 25\%$ rispetto a U_{b0} e richiede un fattore di stabilizzazione $S \approx 2$, dato che al momento dell'accensione del televisore si deve calcolare in media un valore di sovratensione pari al 35... 50%.

Se si ammette una massima variazione della frequenza dell'oscillatore nella misura di $\Delta f_{\text{max}} = \pm 100 \text{ kHz}$, e parimenti, una variazione della tensione di rete non superiore al $\pm 10\%$, il valore minimo del fattore di stabilizzazione ($\Delta U_b' = \Delta U_b$ per $\Delta f_{\text{oscill}} = 100 \text{ kHz}$) è dato da:

$$S_{\text{min}} = \frac{\Delta U_b / U_b}{\Delta U_b' / U_b} [\%]$$

I selettori usati in laboratorio durante queste prove davano con $\Delta U_b = \pm 5\%$ una deriva di frequenza dell'oscillatore $\Delta f_{\text{oscill}} = \pm 100 \text{ kHz}$. Dalla figura 3 si ricava inoltre come, per un tratto notevole ci sia una buona linearità tra ΔU_b e Δf_{oscill} .

Il valore del fattore di stabilizzazione richiesto ($S \approx 2$) si può ottenere, come indicato in fig. 1 mediante un varistore (VDR).

Se la variazione della tensione di alimentazione è superiore alla variazione della tensione di rete (come si verifica nei televisori con controllo automatico dell'ampiezza orizzontale) è necessario impiegare un circuito con un fattore di stabilizzazione più elevato, come per esempio, quello riportato in fig. 2. Qui, notiamo che nel partitore per la tensione di alimentazione del selettore si trova una fotoresistenza (LDR). In parallelo al partitore si trova una piccola lampadina (come quella per le scale parlanti degli apparecchi radio). La luce di questa lampada segue le variazioni della tensione e fa variare di conseguenza la resistenza interna della fotoresistenza; quando la tensione aumenta, la luce della lampada aumenta e fa **diminuire** la resistenza interna della fotoresistenza, e di conseguenza, tende a riportare U_b al valore primitivo.

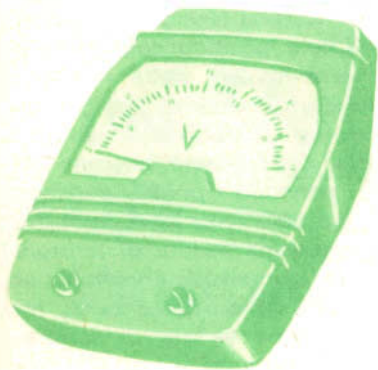
La soluzione più elegante è riportata in figura 4, dove viene impiegato un diodo Zener OAZ 213 (Philips). La corrente nel diodo oscilla tra 1 mA e 9 mA. Con $\Delta U_b = \pm 10\%$ si ha un $\Delta f_{\text{oscill}} \leq \pm 20 \text{ kHz}$. Il diodo impiegato lavorava con una tensione di Zener inferiore del 10%.

Nella seguente tabella riassumiamo le prestazioni dei tre precedenti circuiti.

Elemento stabilizzatore	U_b (V)	160	180	190	200	210	220	240	$S_{10\%}$
VDR		—	11,4	11,6	12	12,4	12,6	—	2
LDR	U_b (V)	11,3	11,8	12	12	12	12	11,9	6
OAZ		10,9	11	11	11	11	11	11,1	23

A. Marucci

Il Ministero delle Poste della Germania Occidentale acquisterà dall'ITT una stazione portatile per le comunicazioni spaziali a doppio trasmettitore, uno per collegamenti con il « Relay » e l'altro con il « Telstar ».



riparare il ricevitore a transistor con il solo voltmetro

Negli apparecchi a transistori molte volte dopo aver controllato con i soliti criteri e con i soliti mezzi resistenze e condensatori, si rende necessario, qualora il guasto persista, un accurato controllo dei transistori medesimi.

Il sistema più semplice per questo controllo sarebbe quello di togliere i transistori dal circuito e controllarne le caratteristiche mediante un Tester.

Questo sistema però non sempre è seguito; oltre infatti a far perdere molto tempo nasconde il pericolo di danneggiare irrimediabilmente i transistori. Basta infatti tenere la punta del saldatore più del necessario vicino al transistor perché questo si danneggi molte volte irrimediabilmente; l'altro pericolo è la rottura dei terminali del transistor medesimo che può verificarsi quando viene tolto dal circuito.

Per questi semplici motivi si preferisce controllare l'efficienza del transistor « nel circuito stesso » dove esso è montato.

Il principio che si adotta per questo controllo è il seguente: **si variano artificialmente**

alcune tensioni su alcuni elettrodi dei transistori e si misurano le cadute di tensione prodotte dalle variazioni di correnti causate dalle precedenti variazioni. Con questo semplice sistema si riesce a localizzare in breve tempo gli inconvenienti che più spesso s'incontrano negli apparecchi a transistori e cioè: gli eventuali cortocircuiti tra i terminali di uscita oppure le interruzioni dei medesimi.

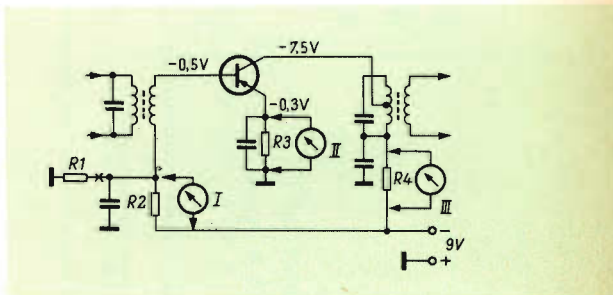


Fig. 1 - Schema elettrico di un tipico stadio amplificatore della frequenza intermedia di un radiorecettore. Sono riportati i valori tipici di tensione nei punti caratteristici dello schema elettrico.

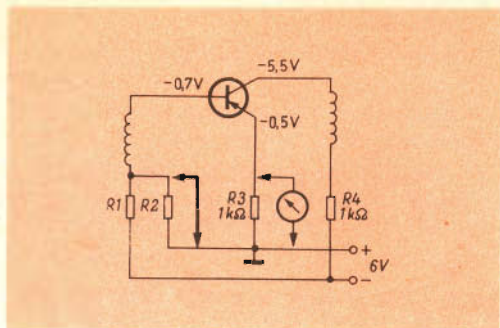


Fig. 2 - Schema semplificato dello stadio amplificatore della frequenza intermedia di un radiorecettore. È indicato il cortocircuito tra base e chassis per controllare l'influsso del medesimo sulla corrente di emettitore.

Riferiamoci al circuito di fig. 1; esso come si vede è un convenzionale stadio amplificatore della frequenza intermedia di un radio ricevitore a transistori. Facciamo subito notare come le misure contrassegnate con i numeri I e III vengono effettuate ai capi rispettivamente delle resistenze R2 e R4 e non tra un punto caldo e lo chassis.

Cortocircuito e interruzione dei terminali di uscita dei transistori

Riferiamoci alla fig. 1. Distacciamo il terminale della resistenza R1 nel punto contrassegnato nello schema con una « X »; fatto ciò, la misura I (caduta di tensione ai capi di R2) ci dirà se la corrente circolante in R2 proviene dal partitore di ten-

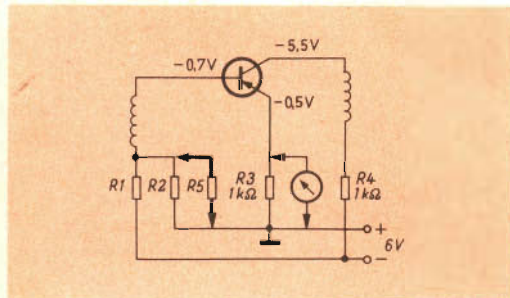


Fig. 3 - Schema elettrico semplificato di uno stadio amplificatore della frequenza intermedia di un radiorecettore. La resistenza R5 posta in parallelo alla resistenza R2 serve per controllare il fattore di amplificazione del transistor.

sione R_1/R_2 oppure dalla base del transistor.

Infatti, se il terminale della base è interrotto, nella resistenza R2 non passerà nessuna corrente e logicamente il tester non indicherà nessuna tensione; oppure, il tester con il polo positivo collegato allo chassis misurerà ai capi della resistenza R2 sempre lo stesso valore di tensione.

Se è interrotto il circuito dell'emettitore nel transistor non passerà nessuna corrente. Infatti, ponendo i puntali del tester in parallelo alle resistenze R2, R3 e R4 non si riscontrerà nessuna caduta di tensione.

Viceversa, se è interrotto il circuito del collettore ai capi della resistenza R4 non si misurerà nessuna caduta di tensione mentre si potrà misurare un certo valore di tensione ai capi delle resistenze R2 e R3 del circuito d'ingresso.

Se il circuito del collettore è aperto la tensione ai capi di R2 tende ad aumentare mentre quella ai capi di R3 tende a diminuire. Se base ed emettitore sono in cortocircuito, ai capi della resistenza R4 non si misurerà nessuna caduta di tensione. Se invece il cortocircuito si trova fra emettitore e collettore, nei rispettivi circuiti si avrà un valore di corrente maggiore del normale riscontrabile attraverso la caduta di tensione sulle resistenze R3 ed R4 che risulterà maggiore del normale.

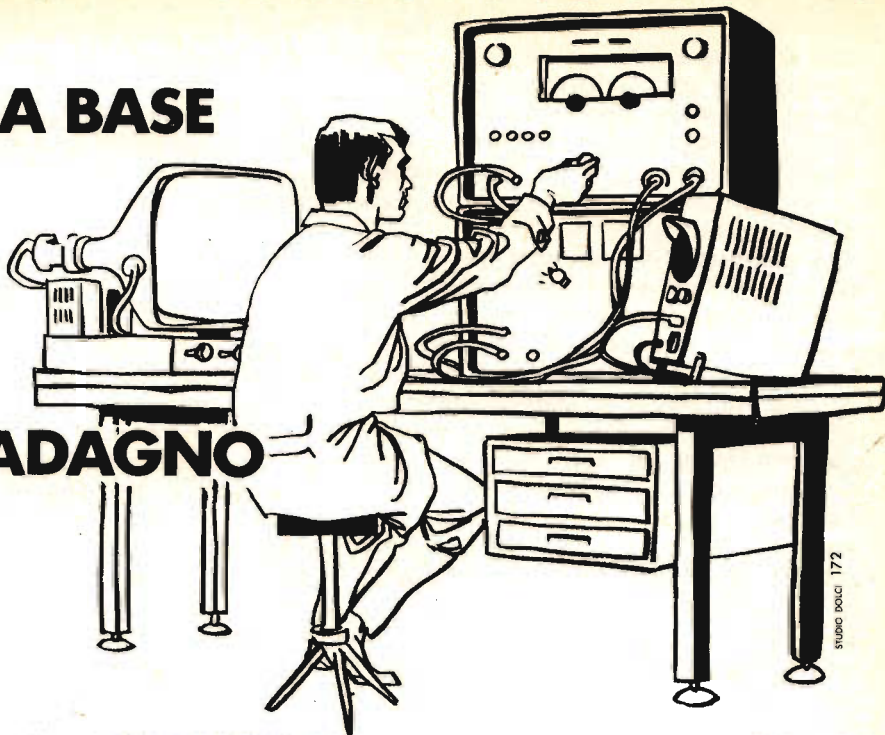
Se infine il corto circuito si verifica tra il collettore e la base si avrà una considerevole diminuzione della caduta di tensione ai capi della resistenza R2 mentre ai capi delle resistenze R3 e R4 la caduta di tensione sarà molto elevata.

Controllo di alcuni parametri del transistor montato nel circuito

Se dopo aver effettuato i precedenti controlli, l'apparecchio non funziona ancora, sarà opportuno verificare se la corrente di collettore « risponde » ad una eventuale variazione prodotta nella corrente di base. Con questa semplice prova ci si rende conto se il transistor **funziona come elemento amplificatore**.

Per effettuare questa prova si collega la base del transistor allo chassis; in conseguenza di ciò sulla base verrà a manca-

ALLA BASE DI UN ALTO GUADAGNO



STUDIO DOLCI 172

Alla base di un alto guadagno si trova una buona specializzazione; le migliori strade sono aperte ai tecnici; i più alti stipendi sono percepiti dagli specializzati.

Oggi, infatti, un tecnico elettronico riesce a guadagnare con facilità 150-180 mila lire mensili e più; ed è una professione richiestissima, moderna, attraente.

Anche Voi desiderate un alto guadagno? SpecializzateVi!

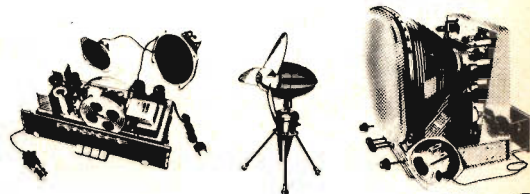
E ciò sarà facile con i corsi per corrispondenza della **SCUOLA RADIO ELETTRA** (ricchissimi di materiali) che Vi permetteranno in breve tempo di qualificarVi tecnici in:

**ELETRONICA - RADIO
TV - ELETTROTECNICA**

Se volete quindi ottenere un alto guadagno con una professione affascinante, se cercate un lavoro migliore, se avete interesse ad un hobby intelligente e pratico, richiedete subito l'opuscolo gratuito a colori alla **SCUOLA RADIO ELETTRA**.

**RICHIEDETE
L'OPUSCOLO
GRATUITO
A COLORI
ALLA**


Scuola Radio Elettra
Torino via Stellone 5/108



Franchino o carica
del destinatario da
addebitare sul conto
credito n. 126 presso
l'Ufficio P.T. di Torino
A.D. - Aut. Dir. Prov.
P.T. di Torino n. 23616
1048 del 23-3-1955

**Scuola
Radio
Elettra**

Torino

via stellone 5/108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE

spedire senza busta e senza francobollo

Speditemi gratis il vostro opuscolo
(contrassegnare così gli opuscoli desiderati)

RADIO - ELETRONICA - TRANSISTORI - TV
 ELETTROTECNICA

MITTENTE

nome _____
cognome _____
via _____
città _____ prov. _____

NON TAGLIARE I BORDI BIANCHI

re la tensione, e non circolerà di conseguenza nessuna corrente di base; conseguentemente però anche la corrente di collettore cesserà. Anche la tensione ai capi della resistenza R_3 , e quindi la corrente in essa circolante diminuirà sensibilmente; con la base collegata a massa, infatti, tale valore scenderà a 0,1 V.

La presenza della corrente nel circuito del collettore si rileva misurando la caduta di tensione ai capi di R_4 ; quando infatti la base viene collegata all'0 chassis, tale caduta di tensione si annulla. I valori di tensione riportati sugli elettrodi del transistor nel circuito di fig. 2 sono tipici; in generale, infatti, tra le tensioni di base e di emettitore differiscono di circa 0,2 V e la base è più negativa rispetto all'emettitore.

Per effettuare queste misure è necessario disporre di un tester con resistenza interna elevata (minimo 20.000 Ω/V).

Per controllare il fattore di amplificazione del transistor basta porre in parallelo alla resistenza R_2 una seconda resistenza (R_3) di uguale valore. Se il transistor funziona normalmente l'elevata tensione negativa in cui viene a trovarsi la base in seguito all'applicazione della resistenza in

parallelo, farà aumentare considerevolmente le correnti di emettitore e di collettore. In particolare, la caduta di tensione ai capi della resistenza R_3 raddoppierà di valore. In generale, possiamo dire che più quest'ultima tensione aumenta e più è elevato il fattore di amplificazione del transistor.

Esistono anche altri sistemi per il controllo del funzionamento dei circuiti transistorizzati. Noi abbiamo esposto i più semplici e quelli che si possono effettuare disponendo soltanto di un buon tester con elevata resistenza interna.

A differenza dei controlli che si effettuano su apparecchi a valvole bisogna tener presente che quando si effettuano gli analoghi controlli di tensione sugli apparecchi a transistori il **puntale positivo** dello strumento va collegato allo chassis. Nei ricevitori a transistori, inoltre, molte volte le tensioni vanno misurate non tra chassis e i capi di una resistenza ma tra i terminali stessi della resistenza.

L. C.

McKinney, G.: *Test Transistors in Circuit*. Radio-Electronics, Oktober 1963. Blaupunkt: *Die Transistor-Praxis*, 2. Auflage 1964).

Il direttore della N.A.S.A., James Webb, ha confermato che gli Stati Uniti intendono inviare i loro primi esploratori nella Luna « entro questo decennio ». Prima di giungere sulla Luna, ha aggiunto il direttore dell'ente spaziale americano, gli astronauti acquisiranno una esperienza di duemila ore di volo orbitale nelle capsule Apollo.

Com'è noto, è in corso di approntamento negli Stati Uniti la capsula Gemini, che permetterà a due astronauti contemporaneamente di restare due settimane nello spazio, e ad essa seguirà la capsula Apollo, che permetterà a tre astronauti di trascorrere due mesi nello spazio. Webb ha aggiunto che una nazione che non voglia restare indietro nella corsa allo spazio dovrà disporre di razzi in grado di sollevare e mettere in orbita un carico utile quanto più grande possibile. Egli ha ricordato a tale proposito il razzo Saturno 5, che avrà una forza di spinta di tre milioni di chilogrammi.

ORIGINALE TRASDUTTORE ELETTROACUSTICO

La costruzione di un tipo ideale di altoparlante, la cui curva di risposta sia esente da risonanze proprie e capace nel contempo di riprodurre perfettamente le vibrazioni transitorie è stata ed è tutt'ora oggetto di studi di notevole impegno. Nella maggior parte dei casi gli spostamenti del cono di un buon altoparlante

seguono assai fedelmente le variazioni della corrente che attraversa la bobina mobile. Tuttavia non si devono dimenticare i treni d'onde che hanno origine per riflessione nella stessa membrana e che determinano una alterazione della forma originale del segnale.

Questo inconveniente fu ovviato un

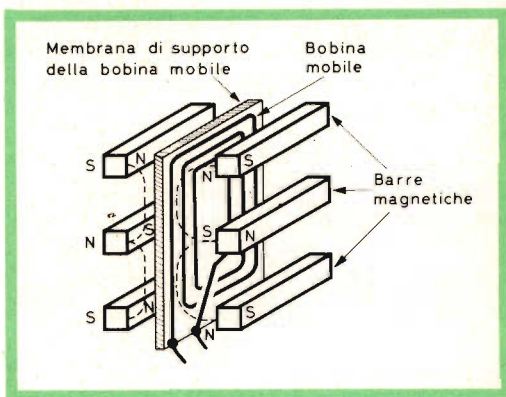
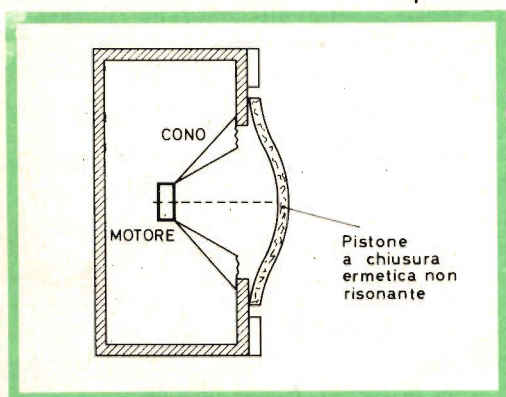


Fig. 1 - Diffusore a bassa frequenza a camera di compressione.

Fig. 2 - Elemento destinato alla riproduzione delle frequenze comprese fra 1000 e 7000 Hz.

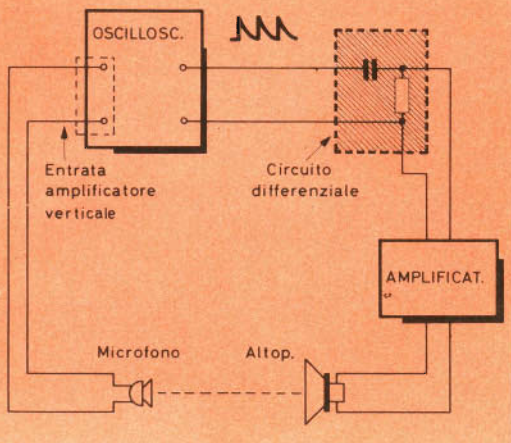


Fig. 3 - Dispositivo schematico di controllo.

tempo con l'uso di altoparlanti elettrostatici che, a loro volta, per la necessità di una tensione di polarizzazione assai alta, presentavano fenomeni di ionizzazione.

Bisognava dunque ricorrere ad altri sistemi ed è stato così che nuovi sperimentatori hanno conseguito risultati soddisfacenti, grazie ad un sistema complesso che ci proponiamo di descrivere.

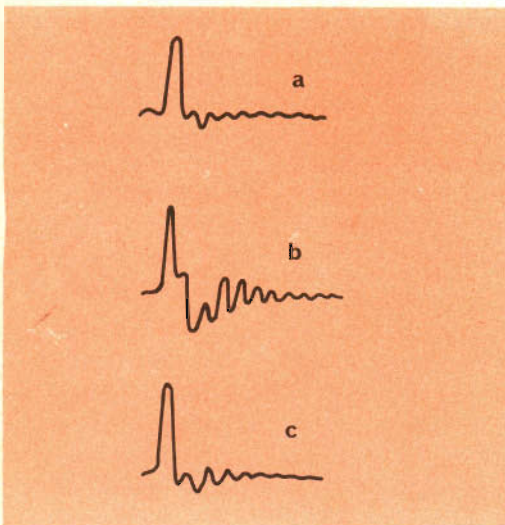


Fig. 4 - Curve di risposta in un'onda transitoria della durata di $250 \mu\text{sec}$ e della frequenza di 250 Hz : a) con il nuovo altoparlante; b) con un altoparlante normale; c) con un altoparlante munito di cono e spider di materiale assorbente.

Il nuovo sistema acustico è composto da tre elementi contenuti entro una stessa cassa e rispettivamente legati alla riproduzione delle frequenze basse, medie ed alte dello spettro delle frequenze udibili.

La riproduzione delle frequenze basse

Uno dei problemi più importanti è quello di trasmettere segnali di bassa frequenza di grande ampiezza mediante altoparlanti di piccolo diametro. Fra le diverse soluzioni proposte fino ad oggi, ve ne sono due che rivestono un particolare interesse: l'altoparlante a camera di compressione e il labirinto acustico.

Nell'altoparlante a camera di compressione le piccole dimensioni della membrana impongono importanti spostamenti di quest'ultima e, questo fatto provoca in molti casi punte di risonanza assai pronunciate, quando la membrana, il suo supporto e lo strato d'aria contenuto nella camera entrano in risonanza. È quindi vantaggioso che la superficie che diffonde energia acustica abbia il maggior sviluppo possibile allo scopo di ridurre l'ampiezza degli spostamenti e conseguentemente evitare movimenti d'aria troppo forti, con rischio di distorsione.

Il nuovo diffusore a bassa frequenza illustrato in fig. 1 è anch'esso del tipo a camera di compressione, ma di diversa concezione, rispetto al tipo descritto più sopra. Il suo principio di funzionamento è basato sull'accoppiamento pneumatico fra un altoparlante ordinario per frequenze basse ed un elemento in polistirene espansa, avente la forma a duomo, ermeticamente chiusa di fronte alla membrana e priva di risonanza propria, che agisce come un pistone.

Considerato il piccolo spazio esistente fra la membrana e il pistone, lo strato d'aria può essere considerato come non soggetto a compressione per tutte le frequenze della gamma riprodotta dal sistema. Le compressioni e le decompressioni dovute allo spostamento del cono dell'altoparlante vengono in tal modo trasmesse a tutta la superficie del pistone.

Un altoparlante del diametro di 21 cm è perfettamente adatto a mettere in vi-

brazione il pistone, fino a circa 1.000 Hz. Scegliendo un pistone di 31×46 cm per una determinata potenza d'uscita si ottengono spostamenti apprezzabilmente ridotti, rispetto a quelli impressi alla membrana dell'altoparlante, per la stessa potenza. L'impressione auditiva, risultante dalla combinazione delle differenti caratteristiche, è molto gradevole, grazie alla docilità dell'assieme per tutta la gamma riprodotta.

Trattato in modo da non presentare risonanze particolari, questo pistone diffusore non introduce deformazioni. Esso è fissato al supporto con un intermediario elastico (gomma spugnosa o lana di vetro). Alla più bassa frequenza riprodotta e alla massima potenza d'uscita, lo spostamento del pistone non supera i 6 mm. A regime normale, sempre con potenza d'uscita elevata, gli spostamenti del pistone sono appena percettibili. Inoltre, data la tendenza dell'aria ambiente a smorzare le vibrazioni indesiderabili, le oscillazioni parassite, dovute ai fenomeni transitori, sono praticamente eliminate.

Diffusione di note a frequenza media e alta

Gli elementi destinati alla riproduzione di queste due gamme di frequenza possono essere separati o combinati assieme. L'elemento al quale viene affidata la riproduzione delle frequenze comprese fra 1.000 e 7.000 Hz è illustrato in fig. 2. Sei barre magnetiche, incastellate mediante un'incastellatura d'acciaio dolce e ripartite su due ordini di tre barre ciascuna, sono sistemati in modo che le tre barre di un ordine si trovano faccia a faccia con le altre tre.

Il campo magnetico così creato si trova ad essere concentrato in un piano nel quale è situata la membrana in carta speciale trattata. Quest'ultima fa da supporto ad una bobina piatta in filo di alluminio ed è mantenuta rigida da quattro innervature praticate sui suoi quattro lati.

Nel dispositivo schematico rappresentato in fig. 3, sono state eseguite alcune prove che hanno dimostrato l'efficacia del sistema in confronto con i risultati otte-

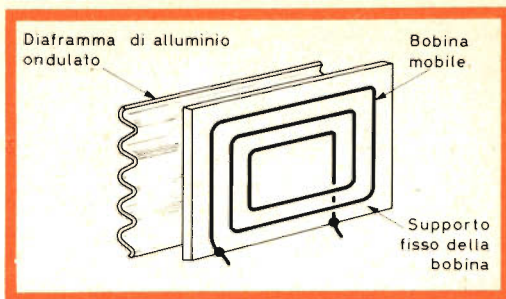


Fig. 5 - Dispositivo per la correzione delle note alte, superiori a 7000 Hz.

nuti da un normale altoparlante a cono e con quelli di un secondo altoparlante munito di cono e **spider** di materiale assorbente (fig. 4a, b e c).

Si noterà che l'energia secondaria, visibile a destra del segnale principale (fig. 4a), risulta ridotta con l'impiego del nuovo diffusore.

L'elemento destinato alla riproduzione delle frequenze più alte non entra praticamente in funzione se non dopo i 7.000 Hz. Esso utilizza il campo magnetico generato dall'avvolgimento ripartito della bobina mobile dell'elemento precedente. Come è stato detto più sopra, esso può essere incluso sia nel sistema precedente, come può anche costituire un elemento a funzionamento indipendente. Questo elemento a se (fig. 5) consta di una membrana ondulata di alluminio i cui spostamenti seguono le variazioni della corrente che attraversa la bobina mobile fissata al centro. La reattanza induttiva della bobina mobile è pressoché eguale alla sua resistenza ohmica fino a circa 6.000 Hz, dopo di che, aumentando la frequenza, il valore dell'impedenza aumenta e, per conseguenza, diminuisce

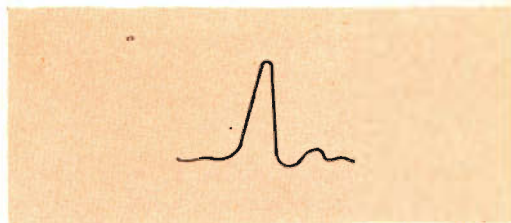


Fig. 6 - Curva di risposta ai fenomeni transitori.

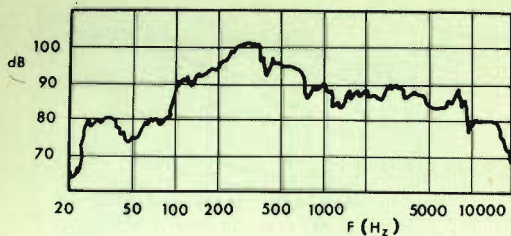


Fig. 7 - Curva di risposta del trasduttore elettroacustico.

la corrente che l'attraversa, mentre resta costante la tensione.

Si ha così un minor rendimento alle frequenze più alte, ma anche un aumento del flusso induttore e quindi un efficace effetto di compensazione. L'effetto fre-

nante, dovuto alla forza controelettromotrice, consente buoni risultati per quanto concerne la risposta ai fenomeni transitori (fig. 6), effetto che non può essere ottenuto con altoparlanti elettrostatici che, fra l'altro, non beneficiano delle correnti di Foucault.

In fig. 7 è rappresentata la curva di risposta del sistema, curva apprezzabile per la sua linearità, per la quale la complessità del sistema acustico può passare in seconda linea.

NOTA: Il presente articolo ha solo carattere informativo. La realizzazione di questo sistema acustico richiede mezzi e attrezzature di studio speciali.

Da « Toute l'électronique »

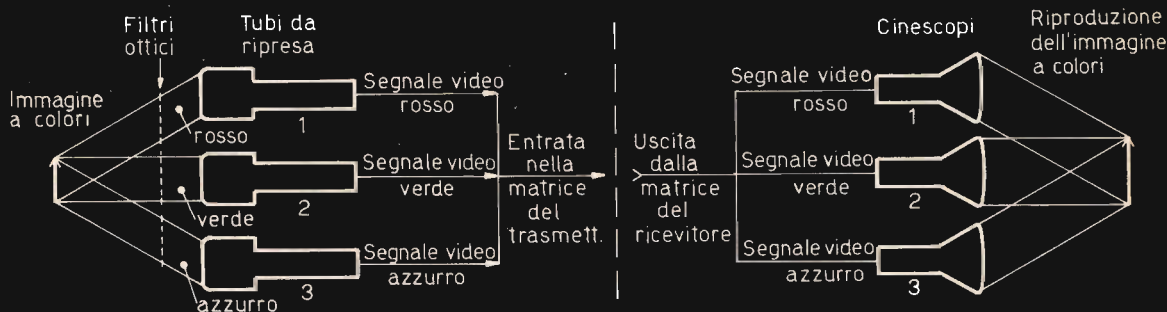
I. Andreini

QUANTI VEDONO IN EUROPA LA TV

Paesi	Serviti dalla TV (%)	Stazioni	Ripetitori
Belgio	98,5	8	3
Danimarca	96	8	3
Germania	91	49	385
»	70	43	2
Finlandia	85	16	12
Francia	96	40	138
Gran Bretagna	98,9	25	8
»	95	17	2
Irlanda	80	2	3
Italia	98	30	548
»	69	31	20
Lussemburgo	70	1	—
Monaco	100	1	—
Paesi Bassi	100	5	1
Norvegia	60	9	17
Austria	70	9	24
Portogallo	70	4	5
Svezia	90	54	18
Svizzera	85	11	25
Spagna	80	8	40
Jugoslavia	42	7	34

Come si può rilevare l'Italia è in testa come numero di impianti trasmettenti e, in relazione alla configurazione geografica del paese, presenta un'area servita tra le più elevate, anche rispetto ad altre grandi nazioni geograficamente più favorite, quali ad esempio Gran Bretagna e Francia.

TV A COLORI



Parte VIII

Nei precedenti articoli oltre ai principi fondamentali della televisione a colori abbiamo concentrato la nostra attenzione sullo standard americano NTSC, per quanto concerne il funzionamento, la trasmissione e la ricezione. Daremo ora uno sguardo al sistema francese SECAM e a quello tedesco PAL.

Come è noto sono in corso in vari paesi europei, prove comparative dei tre standard proposti per ricavarne le indicazioni atte a permettere una scelta da parte dell'EBU.

Queste prove riguardano in particolare il comportamento dei differenti standard in varie condizioni, di interferenze, miscelazione e affievolimenti, compatibilità e facilità d'impiego.

I risultati di queste prove sono già stati vagliati e commentati in più di una riunione ma ancora non si è avuta una decisione in merito da parte dell'EBU. Dato che le prove e le discussioni si potranno protrarre ancora per un certo tempo, si nota già in alcuni paesi (Inghilterra) l'insorgere di correnti che vorrebbero far

adottare al più presto uno standard di TV a colori (NTSC) se la decisione in sede europea dovesse tardare molto. I sostenitori di questa tesi affermano che le differenze tra i tre sistemi sono solo marginali e il sistema NTSC ha al suo attivo ormai parecchi anni di esperienza in USA.

Compatibilità

Ricordiamo ancora una volta che tutti e tre i sistemi di televisione a colori sono compatibili e tutti danno delle buone riproduzioni a colori.

Vi sono invece alcune differenze circuitali e il funzionamento degli apparecchi per i tre sistemi differisce leggermente per quanto riguarda i comandi a disposizione degli utenti. Per quanto riguarda il dispositivo di riproduzione esso può essere costituito sia da un tubo tricromatico o sia da un sistema ottico che impieghi tre cinescopi e può essere impiegato indifferentemente per tutti e tre gli standard in questione.

Anche i primi stadi di un ricevitore Secam sono sostanzialmente uguali a quelli di un apparecchio NTSC. In questi stadi si ottiene sempre il segnale di luminanza Y' oltre ai segnali cromatici $R' - Y'$ e $B' - Y'$ (ossia i segnali differenza di colore rosso e blu già indicati nei precedenti articoli con le lettere I' e Q').

La principale differenza sta nel modo col quale i tre segnali vengono codificati per la trasmissione e quindi decodificati nel ricevitore.

Ricordiamo ancora che con lo standard NTSC il segnale di luminosità Y' e i due segnali differenza di colore (tre segnali in tutto) vengono trasmessi contemporaneamente come è già stato brevemente descritto.

Standard NTSC

Entrambi i segnali cromatici vanno a modulare una sottoportante mediante il processo della modulazione in quadratura.

Viene quindi soppressa la sottoportante e le bande laterali dei segnali cromatici vanno assieme al segnale Y' , al modulatore del trasmettitore a modulare la portante, sia esso in banda VHF o UHF.

Nel ricevitore viene reinserita la sottoportante, il che permette di rivelare i segnali di colore che erano stati modulati in quadratura, per cui all'uscita del rivelatore si riottengono i segnali differenza di colore.

Sensibilità alle variazioni di fase

La modulazione in quadratura si basa sullo sfasamento di 90° fra le due effettive sottoportanti che nel trasmettitore si combinano a formare una sola sottoportante complessa. Se questo sfasamento non viene conservato entro tolleranze di pochi gradi in tutta la catena televisiva, ne risulta una resa dei colori alterata.

Se in un televisore gli impulsi di sincronismo risultano distorti nascono delle instabilità nella sincronizzazione orizzontale, per cui l'immagine tende a strapparsi e nella sincronizzazione verticale, nel qual caso l'immagine tende a scorrere o a saltellare. Analogamente accade, per quanto riguarda la fedeltà nella resa dei

colori, se lo sfasamento varia oltre un certo limite di tolleranza. Ciò può avvenire sia a causa di un guasto nel ricevitore sia a causa di una cattiva regolazione. Inoltre questo inconveniente può nascere a causa delle distorsioni che può subire il segnale durante il tragitto fra il trasmettitore e il ricevitore, a causa di affievolimenti, riflessioni, ecc.

Abbiamo richiamato l'importanza della necessità di mantenere una corretta fase con il sistema NTSC in quanto come vedremo il sistema Secam non è sensibile alle variazioni di fase.

Sistema sequenziale

Nel sistema Secam i segnali di cromaticità vengono trasmessi sequenzialmente, su linee alterne, ossia durante una riga viene trasmesso il segnale-differenza di colore rosso e sulla linea successiva il segnale-differenza di colore blu, oltre naturalmente al segnale monocromatico, che viene trasmesso come nello standard normale in bianco e nero.

Ciò significa che vengono trasmessi contemporaneamente solo due segnali e cioè:

a) il segnale Y' più il segnale cromatico rosso, oppure:

b) il segnale Y' più il segnale cromatico blu.

Questa tecnica permette di evitare l'impiego della modulazione di quadratura così sensibile alle variazioni di fase. I segnali cromatici mediante commutazione vengono portati a modulare la sottoportante, facendo in modo che per la durata di una linea sia il segnale di colore rosso che modula e per la riga successiva sia quello blu e così via, per cui solo un segnale di colore alla volta modula la sottoportante.

La sottoportante nel sistema NTSC è modulata in ampiezza ed anche nel sistema Secam inizialmente si impiegò la modulazione di ampiezza, ma successivamente per eliminare alcuni inconvenienti a cui dava luogo questo tipo di modulazione si passò alla modulazione di frequenza.

Uno schema a blocchi della parte terminale di un trasmettitore per il sistema Secam è indicato in fig. 31. Anche qui

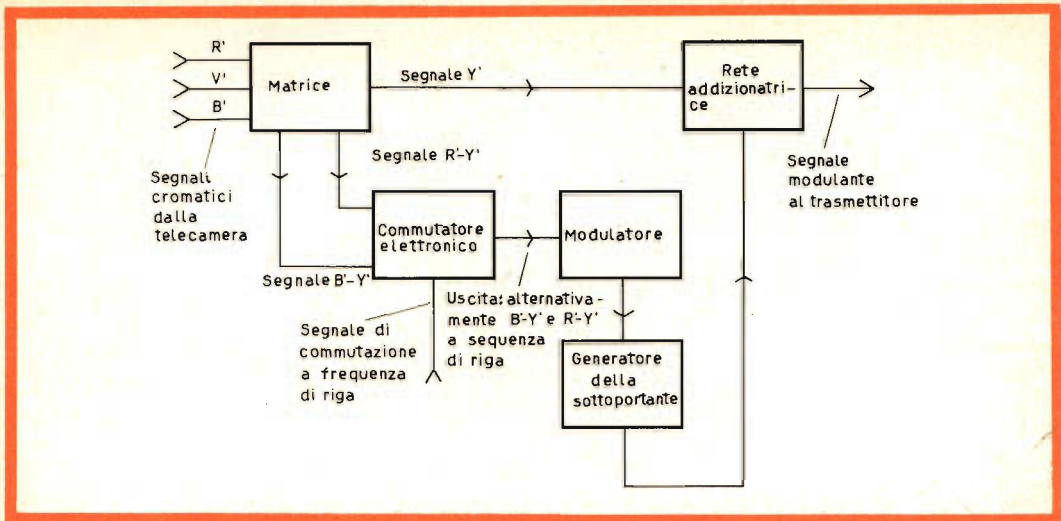


Fig. 31 - Schema a blocchi semplificato della parte terminale della catena trasmittente, comprendente il dispositivo di codificazione, sistema SECAM.

come nel sistema NTSC, abbiamo la « matrice » che riceve dalla telecamera a colori i segnali rosso, verde e blu già corretti per quanto riguarda il gamma e ne ricava il segnale monocromatico Y' e i segnali di colore $R' - Y'$ e $B' - Y'$.

Il commutatore elettronico

I due segnali cromatici vengono applicati all'ingresso di un commutatore elettronico. All'uscita del commutatore ritroviamo alternativamente i segnali $B' - Y'$ e $R' - Y'$ con cadenza a frequenza di riga. Il segnale presente all'uscita del commutatore viene portato al modulatore della sottoportante di colore, che è stata prodotta dal generatore della sottoportante.

La sottoportante modulata viene quindi applicata al modulatore del trasmettitore unitamente al segnale Y' .

Il commutatore è comandato da impulsi a frequenza di riga. Quindi per la durata di una riga il commutatore è in posizione tale che passa il segnale $R' - Y'$, mentre durante la riga successiva il commutatore commuta e permette il passaggio del segnale $B' - Y'$. Quando il commutatore è in posizione « rosso » il segnale blu è interdetto, quando invece è in posizione

« blu » è il segnale rosso che risulta bloccato.

Il segnale di commutazione viene ricavato alla fine dei circuiti di scansione del trasmettitore.

Lo schema a blocchi di un ricevitore Secam è mostrato in fig. 32. Il funzionamento non è così complicato come potrebbe sembrare a prima vista. Esso funziona nel seguente modo:

All'uscita del rivelatore video appaiono il segnale di luminanza Y' e i segnali-differenza di colore rosso e blu.

Dopo l'amplificatore dei segnali di colore, essi vengono portati a due differenti canali. Uno è il canale « diretto » e l'altro è il canale « ritardato ». Il ritardo è ottenuto mediante un dispositivo chiamato « linea di ritardo », la quale dà un ritardo pari al periodo di riga, ossia $64 \mu s$.

Il segnale all'ingresso del canale diretto e di quello ritardato sarà il segnale di crominanza $R' - Y'$ o $B' - Y'$ alternato a cadenza di riga. Tuttavia all'uscita dei due canali a causa del ritardo di uno dei segnali, avremo contemporaneamente i segnali $R' - Y'$ e $B' - Y'$. Per la durata di una riga comparirà all'uscita del canale diretto il segnale $R' - Y'$, mentre durante la successiva riga apparirà il segnale di

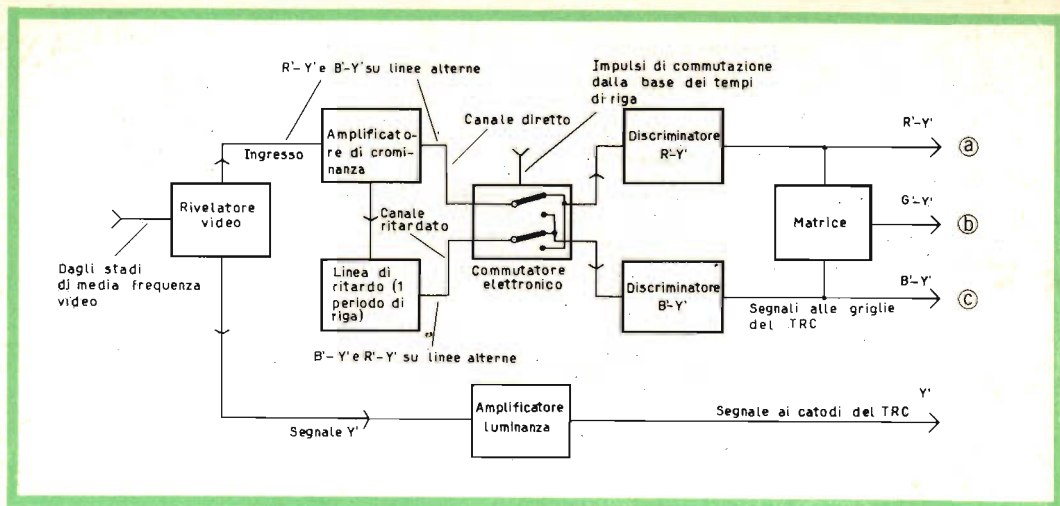


Fig. 32 - Schema a blocchi semplificato di un ricevitore SECAM, riguardante i dispositivi di decodificazione. I circuiti del ricevitore prima del rivelatore video sono gli stessi del ricevitore NTSC ossia di un normale apparecchio monocromatico.

colore $B' - Y'$. Contemporaneamente vale l'inverso per il canale ritardato. I segnali-differenza di colore si alternano a frequenza di riga, all'uscita dei canali e mediante un commutatore elettronico vengono portati ai rispettivi discriminatori.

Ritardo del colore

La ragione per la quale si deve introdurre un ritardo pari al periodo di riga nell'informazione di colore è che ciascun segnale può essere usato due volte. Il segnale presente nel canale diretto corrisponde a quello della riga che nel medesimo istante viene analizzata nel trasmettitore, mentre il segnale presente all'uscita del canale ritardato corrisponde al segnale ricavato dall'analisi della linea precedente.

Questa idea è basata sulla considerazione che l'informazione di colore relativa a due linee successive differisce di poco, il che significa che l'informazione di colore di una riga può essere ripetuta nella successiva con solo una piccola alterazione nella resa dei colori.

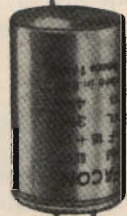
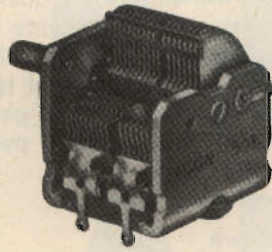
Teoricamente, sembrerebbe che una certa perdita nei colori sia inevitabile, dato che viene dimezzata l'informazione di colore, ma in pratica questa perdita del det-

taglio a colori è molto piccola, ed a questo proposito si afferma che forse il sistema NTSC trasmette dell'informazione di colore non indispensabile rendendo il sistema più complicato di quanto non sia necessario!

Questo infatti è uno degli aspetti relativi alla scelta di uno standard televisivo a colori, che l'EBU dovrà vagliare prima di arrivare ad una decisione.

Nello schema di fig. 32 si nota che il canale diretto e quello ritardato terminano ad un commutatore elettronico, che viene indicato per facilitare la comprensione dell'intero funzionamento come un comune commutatore a due poli e due vie. Il commutatore cambia posizione con una frequenza pari a quella di riga e viene all'uopo comandata con degli impulsi ricavati dalla base dei tempi orizzontale.

Nella posizione del commutatore indicata in fig. 32 il segnale $R' - Y'$ è quello diretto e attraversa il commutatore per apparire all'uscita **A**. Contemporaneamente il segnale di colore trasmesso durante la linea precedente e che ovviamente sarà il segnale cromatico $B' - Y'$ apparirà all'uscita del canale ritardato e attraversata l'altra sezione del commutatore comparirà all'uscita **C**.



FACON

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

FACON



Alla successiva linea il commutatore cambierà posizione e il segnale diretto $B' - Y'$ (che il trasmettitore in quel momento irradia) passerà direttamente all'uscita **C** mentre il segnale $R' - Y'$ relativo alla linea precedente, ritardato del tempo corrispondente al periodo di riga, passerà sull'altra sezione del commutatore per apparire al terminale **A**.

Memoria del colore

Per meglio comprendere il funzionamento del sistema Secam è importante ricordare che in ogni momento il segnale di colore che viene ricavato dall'analisi dell'indagine è presente sul canale diretto, mentre il segnale di colore relativo alla linea precedente si trova nella linea di ritardo.

Quindi, per esempio, durante la linea 2 di una immagine abbiamo la riproduzione dei colori relativa al segnale $R' - Y'$ della stessa linea che viene contemporaneamente analizzata dalla telecamera e al segnale $B' - Y'$ relativo alla linea precedente ossia alla linea 1.

Durante invece la riproduzione della linea 3, il contenuto di colore di questa linea è dato dal segnale $B' - Y'$ relativo all'analisi di questa riga e del segnale $R' - Y'$ ritardato e relativo all'analisi della riga 2, e così via.

Il sistema SECAM è quindi un sistema a sequenza di riga e il complesso che immagazzina il segnale di colore e lo ritarda può essere assimilato ad una « memoria » ed è per ciò che questo sistema è chiamato anche « sequenziale e a memoria ».

Anche nello standard SECAM viene usata una matrice per ricavare il segnale $G' - Y'$, ossia il segnale-differenza di colore verde, ed i segnali in uscita che compaiono ai terminali **A**, **B** e **C** vengono applicati alle griglie del cannone elettronico rosso, verde e blu, del complesso di riproduzione.

Il segnale Y' ricavato dal rivelatore video (che è del tutto equivalente al segnale video di un sistema televisivo monocromatico) viene invece applicato ai catodi dei diversi cannoni elettronici.

Questa disposizione è molto interessante perchè automaticamente permette di eliminare (mediante sottrazione) il segnale Y' presente nei segnali alle uscite **A**, **B** e **C**, per cui rimangono solo i segnali rosso, verde e blu, uguali a quelli che vennero applicati alla matrice del trasmettitore (figura 31).

Il sistema PAL

PAL è l'abbreviazione per « Phase Alternation Line » e questo sistema è sicuramente più vicino al NTSC di quanto non lo sia il SECAM. Per questo sistema vengono usati un canale di luminanza e due canali di crominanza come nell'NTSC con soppressione della sottoportante in trasmissione.

I due segnali di crominanza vengono trasmessi contemporaneamente, ma mentre la fase di uno di essi viene mantenuta costante, la fase dell'altro viene ruotata di 180° ad ogni linea.

Nel ricevitore i due segnali di crominanza sono ricavati sommando o sottraendo il segnale della sottoportante, che è stato ritardato di una linea, alla o dalla sottoportante che è stata trasmessa durante la linea successiva.

I segnali di colore da applicare al cine-scopio vengono ricavati dai rivelatori d'inviluppo dopo una separazione di fase dei segnali di crominanza. Un commutatore inverte a frequenza di riga la fase di uno dei rivelatori in sincronismo con il commutatore del trasmettitore.

Il sistema PAL sviluppato in Germania nei laboratori della Telefunken, dicesi combini i vantaggi del Secam, e dell'NTSC. Si afferma che l'inversione di fase della sottoportante ad ogni riga rende il sistema molto meno sensibile alle distorsioni di fase dell'NTSC.

Il sistema Secam elimina completamente i problemi riguardanti la fase purchè il segnale non scenda al disotto della soglia del limitatore, sebbene esso presenti teoricamente una definizione verticale ridotta e un circuito più costoso a causa della linea di ritardo e dei circuiti relativi al particolare modo di funzionamento.

G. Abussi

MODULAZIONE

F M A M

La parola e la musica si trasmettono nell'aria sotto forma di onde sonore costituite da strati compressi e rarefatti nell'aria stessa. La frequenza di queste onde va da 16 Hz (toni bassi) a 16.000 Hz (toni alti). Per esempio, l'estensione della gamma delle note che un pianoforte può dare va da 27 a 4000 Hz. Le onde sonore possono essere trasformate mediante i microfoni in correnti elettriche aventi le stesse caratteristiche di frequenza, (correnti di bassa frequenza) (fig. 26).

La tonalità della parola o di una nota prodotta da uno strumento è formata da una **frequenza fondamentale** e da una serie di frequenze superiori dette **armoniche**, che conferiscono alla voce umana o al suono prodotto da uno strumento il cosiddetto « timbro » mediante il quale, per esempio, si possono distinguere differenti strumenti e voci di più persone anche se questi producono la stessa nota fondamentale.

Modulazione di ampiezza

Le correnti di bassa frequenza provenienti da un microfono possono essere portate lontano mediante cavi e riascoltate in cuffia o da un altoparlante. Naturalmente è prevista in questo caso l'am-

plificazione di queste correnti; questo sistema di trasmissione lo si vede applicato nel comune **telefono**.



Fig. 26 - Trasformazione di un'onda sonora in una corrente alternata avente la stessa ampiezza e frequenza mediante un microfono.

Queste correnti di bassa frequenza non sono però in grado di irradiarsi nell'etere; i campi magnetici prodotti tutt'intorno ai conduttori che le trasportano si esauriscono e si annullano a pochi millimetri di distanza dal conduttore stesso.

Per irradiare le correnti di bassa frequenza nello spazio si usa un altro sistema. Si impiega cioè un'oscillazione sinusoidale ad alta frequenza che, com'è noto, produce campi magnetici ed elettrici che effettivamente si propagano nello spazio.

Questa corrente oscillante ad alta frequenza che percorre il conduttore d'antenna, viene fatta **variare in ampiezza secondo la sinusoide della corrente di bassa frequenza** che è appunto quella che noi vogliamo trasmettere. La forma che assume la « portante modulata » (così si chiama l'oscillazione di alta frequenza su cui viene « caricata » quella di bassa frequenza) è caratteristica e nota a tutti (fig. 27 c a destra).

Il rapporto tra il valore massimo che assume l'oscillazione di bassa frequenza e il valore medio dell'oscillazione di alta frequenza modulata viene chiamato **coef-**

ficiente di modulazione indicato solitamente con la lettera *m*

$$m = \frac{N}{H} \cdot 100 (\%) .$$

Nella figura 27 a sinistra, il segnale di bassa frequenza a) si sovrappone semplicemente al segnale di radio frequenza b) la cui ampiezza rimane costantemente invariata; nella figura a destra il segnale di bassa frequenza a) si **somma** istante per istante a quello di radio frequenza modificando l'ampiezza c). In questo secondo caso si dice che il segnale BF **modula** il segnale RF.

Le due frequenze non si possono più separare senza l'intervento di un processo di rettificazione (demodulazione).

Frequenze laterali

Quando due frequenze, poniamo f_1 e f_2 , si modulano fra di loro, danno origine a due altre nuove frequenze di valore rispettivamente $f_1 - f_2$ e $f_1 + f_2$. All'atto della modulazione queste due nuove frequenze si trovano distanti da una

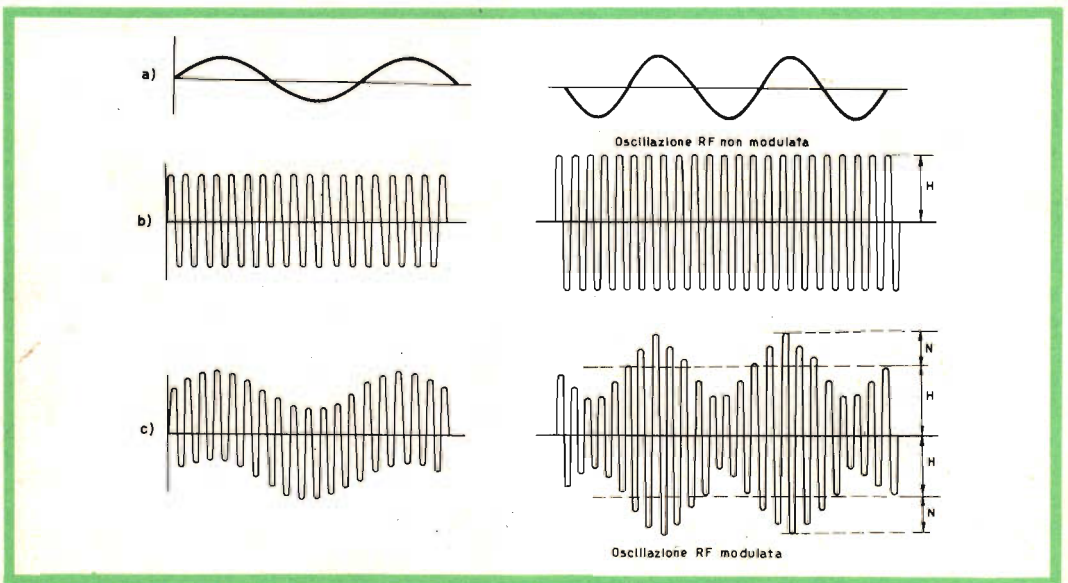


Fig. 27 - Differenza tra semplice sovrapposizione di due segnali di differente frequenza e modulazione di ampiezza dei medesimi. A sinistra, l'onda RF non viene variata in ampiezza; a destra l'effetto della modulazione varia istante per istante l'ampiezza di ogni sinusoide RF.

parte e dall'altra della portante del valore istantaneo della frequenza modulante; vengono chiamate **frequenze laterali** (fig. 28).

Esempio

Frequenza portante, f_1 1000000 Hz

Frequenza di modulazione, f_2 800 Hz

Frequenza laterale inferiore

$f_1 - f_2 = 1000000 - 800 = 999200$ Hz

Frequenza laterale superiore

$f_1 + f_2 = 1000000 + 800 = 1000800$ Hz

Il trasmettitore irradia sia la frequenza portante che le due frequenze laterali; se esso viene modulato con un segnale di bassa frequenza contenente delle armoniche (voce umana, strumenti musicali) avremo allora una **banda di frequenze laterali**.

Pertanto con il processo di modulazione avremo che:

1) Le oscillazioni di radio frequenza aumentano o diminuiscono la loro ampiezza in sincronismo con l'oscillazione di bassa frequenza.

2) Insieme alla frequenza portante si originano due frequenze laterali che vengono irradiate contemporaneamente.

Questi due fenomeni sono interdipendenti.

Modulazione di frequenza (FM)

In linea di principio anche un trasmettitore FM potrebbe essere modulato in ampiezza. In realtà nel processo di modulazione di frequenza l'ampiezza del-

TABELLA 1

Tempo	Ampiezza del segnale di bassa frequenza	Valore dell'oscillazione RF	Esempio numerico MHz
0	0	$H^1)$	90,0
1	cresta positiva	$H + h^2)$	90,1
2	0	H	90,0
3	cresta negativa	$H - h$	89,9
4	0	H	90,0

1) H = valore medio dell'oscillazione RF.

2) h = massima variazione di frequenza.

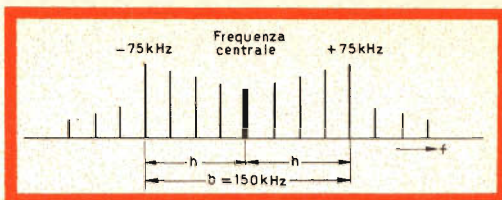


Fig. 28 - Formazione e disposizione delle frequenze laterali quando un segnale RF (portante) viene modulato con un segnale BF.

l'oscillazione rimane costante; ciò che varia è la frequenza che aumenta o diminuisce attorno ad un valore fisso nella misura dell'ampiezza del segnale modulante di bassa frequenza.

Si consideri la tabella 1 (fig. 29). Il processo di modulazione di frequenza potrebbe effettuarsi così:

Si colleghi il nucleo di poliferro di una bobina di un circuito oscillante RF alla bobina mobile di un altoparlante. Appliciamo all'amplificatore un segnale BF; la bobina mobile si muoverà comunicando l'oscillazione BF al nucleo di poliferro che **disintonizzerà il circuito oscillante RF al ritmo dell'oscillazione BF**. Se, per esempio, si applica all'amplificatore un segnale BF di 800 Hz, la frequenza dell'oscillatore RF passerà da un minimo ad un massimo 800 volte al secondo. Maggiore è il valore della tensione di bassa frequenza applicata alla bobina, maggiori saranno le escursioni della bobina

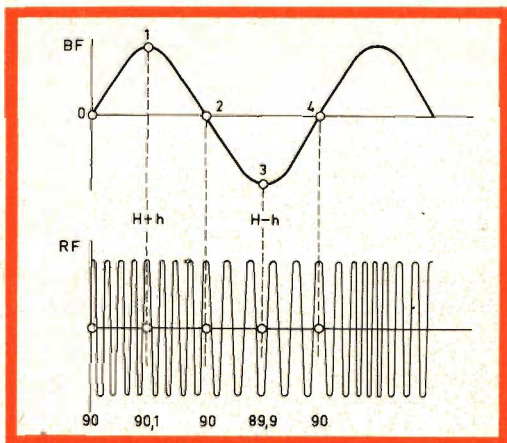


Fig. 29 - Andamento di un'oscillazione RF modulata in frequenza.

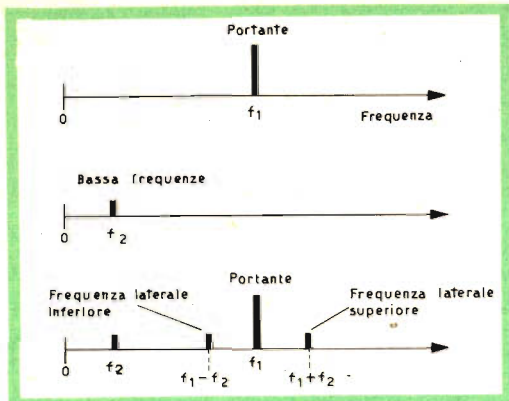


Fig. 30 - Formazione e disposizione delle frequenze laterali quando un segnale RF viene modulato in frequenza.

mobile e quindi del nucleo all'interno della bobina, e maggiori infine saranno le deviazioni della frequenza dell'oscillatore rispetto al valore di frequenza quando il nucleo si trova nella posizione di riposo. L'ampiezza della tensione oscillante RF durante tutto questo processo rimane costante.

L'entità della deviazione della frequenza (h) dipende quindi dall'ampiezza della tensione di bassa frequenza. Se il valore della tensione di bassa frequenza, per esempio, raddoppia, raddoppierà anche il valore della deviazione della frequenza.

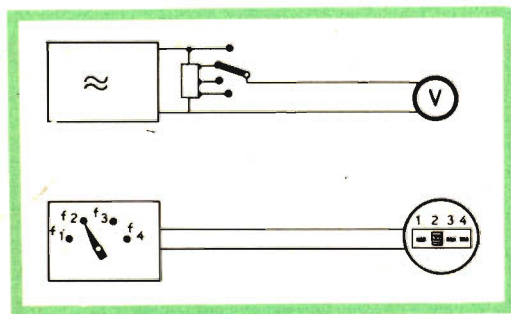


Fig. 31 - Esempio di trasmissione di un segnale mediante modulazione di ampiezza (AM) in alto e mediante modulazione di frequenza (FM) in basso; in alto) modulazione di ampiezza mediante variazione di un segnale mediante partitore di tensione e indicazione (ricezione) mediante voltmetro; in basso) modulazione di frequenza mediante variazione di frequenza di un generatore e indicazione (ricezione) mediante un frequenzimetro a lingua.

Nell'esempio numerico passerà, per esempio, da $\pm 0,1$ MHz a $\pm 0,2$ MHz. Le deviazioni periodiche di frequenza del segnale RF che si verificano in un secondo, corrispondono al numero di oscillazioni al secondo del segnale di bassa frequenza.

Riassumendo:

a) L'ampiezza dell'oscillazione RF del trasmettitore rimane costante.

b) La frequenza del trasmettitore s'allontana dal suo valore centrale in sincronismo con la frequenza di modulazione.

c) Maggiore è il valore della tensione di bassa frequenza e maggiore sarà la deviazione della frequenza del trasmettitore dal suo valore centrale.

Deviazione di frequenza (h)

L'americano Armstrong rilevò che adottando in FM deviazioni di frequenza abbastanza ampie i disturbi venivano considerevolmente ridotti. Il valore della deviazione della frequenza fu scelto pertanto, cinque volte maggiore della frequenza BF, più elevata e cioè, $h = 5 \times 15 = 75$ kHz. Quando pertanto il segnale BF raggiunge la sua massima intensità la frequenza della portante varia in più o in meno di 75 kHz; la larghezza di banda sarà pertanto 150 kHz.

Anche nel caso della FM come in AM, compaiono all'atto della modulazione, le **frequenze laterali**; con la differenza che in FM esse sono più numerose (fig. 30). La loro rispettiva distanza corrisponde ancora al valore della frequenza della BF modulante. Verso le frequenze limiti corrispondenti alla massima deviazione di frequenza, l'ampiezza di queste frequenze laterali tende rapidamente a decrescere.

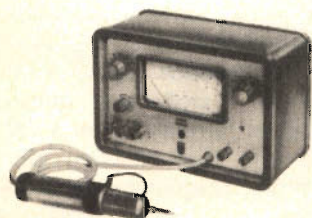
La gamma di frequenza assegnata alla FM (banda II) va da 88 a 108 MHz ($108 - 88 = 20$ MHz = 20.000 kHz). Pertanto potranno allocarsi entro queste bande solo 133 trasmettitori FM (avendo ciascuno una larghezza di banda di 150 kHz). Le trasmissioni FM interferiscono tra di loro molto meno che quelle AM.



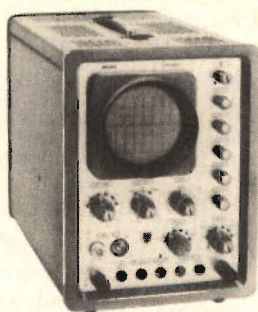
APPARECCHI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO TV



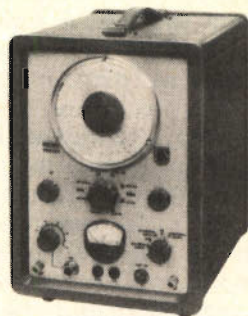
Oscilloscopio TV tipo GM 5600



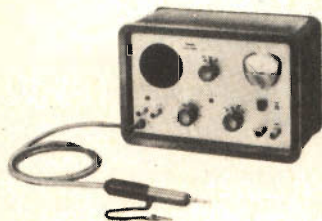
Voltmetro elettronico tipo GM 6000



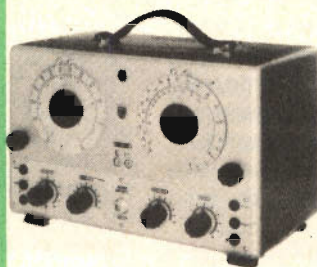
Oscilloscopio TV tipo GM 5601



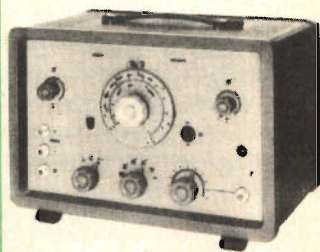
Generatore AM/FM tipo PM 5320



Signal Tracer tipo GM 7600



Sweep Marker VHF-UHF
tipo GM 2877



Generatore geometrie VHF-UHF
tipo GM 2892

PHILIPS

S.p.A.

REPARTO INDUSTRIA MILANO
PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

Tester universale 40 k Ω /V
tipo P 817.00



Assenza di disturbi in FM

Il paragone che qui sotto esponiamo illustra chiaramente perchè la trasmissione dei segnali mediante FM è esente da quei disturbi che invece sono presenti in AM.

Riferiamoci alla fig. 31. Si vuole trasmettere un'informazione attraverso un conduttore normale; l'informazione è un segnale in alternata prodotto da un generatore (trasmettitore) la cui ampiezza viene indicata da un voltmetro (ricevitore).

La frequenza è fissa; la tensione di uscita, e quindi l'ampiezza, sono variabili. Ogni valore di tensione segnalato dal voltmetro vuole indicare un determinato segnale. È facile osservare subito che questo sistema di trasmissione di segnali sia molto sensibile ai disturbi. Per esempio, le scariche atmosferiche che investono i conduttori faranno invariabilmente oscillare l'indice del voltmetro, mandandolo addirittura in fondo scala. La lettura del vero valore delle tensioni alternate (segnale ricevuto) sarà veramente difficoltosa in queste condizioni. Queste tensioni di disturbo produrranno una modulazione di ampiezza « spuria ».

Riferiamoci ora alla fig. 31, qui non è l'ampiezza del generatore che varia bensì la frequenza; come ricevitore viene usato un frequenzimetro a lamine vibranti che può indicare, in ogni istante, il vero valore della frequenza del generatore; e ciò naturalmente anche quando i conduttori vengono investiti da tensioni di disturbo. Queste infatti possono, sì, far variare l'ampiezza del segnale ma non la sua frequenza. Con questo semplice sistema di modulazione di frequenza, succederà che il frequenzimetro indicherà **sempre** il valore di frequenza trasmesso dal trasmettitore. Gli eventuali disturbi che modulano « in ampiezza » il segnale trasmesso non produrranno nessun inconveniente se il ricevitore risponderà solo alle variazioni di frequenza del segnale trasmesso.

Migliore fedeltà con la FM

Nei segnali trasmessi mediante modulazione di ampiezza (AM) i disturbi si ma-

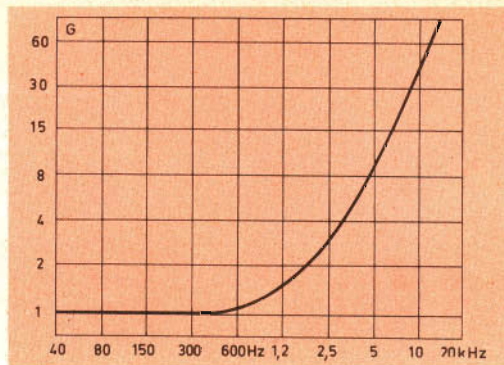


Fig. 32 - Curva di pre-enfasi (esaltazione di segnali a frequenza elevata della banda da trasmettere) caratteristica di un trasmettitore FM.

nifestano sotto forma di sibili e di fruscii. Siccome questi disturbi cadono nella banda più alta dei segnali trasmessi, la loro eliminazione o attenuazione viene effettuata praticando un « taglio » a queste frequenze; mediante filtri si fa in modo che il ricevitore non lasci arrivare sino all'altoparlante simili frequenze. In questo modo vengono, ovviamente, sacrificate ed eliminate anche le frequenze elevate dei suoni trasmessi, i quali, perso il loro contenuto di armoniche, non avranno più il timbro e la naturalezza dei suoni originali.

Nella modulazione di frequenza (FM) ciò non si verifica; anzi, dalla parte del trasmettitore vengono maggiormente amplificate ed esaltate (pre-enfasi) le frequenze più elevate dei segnali da trasmettere (fig. 32); dal lato del ricevitore viene però ristabilita l'esatta proporzione dell'ampiezza di questi segnali (de-enfasi) mediante opportuni circuiti senza però che venga effettuato un taglio di queste frequenze come invece si verifica in AM.

Naturalmente in questo modo si vengono ad attenuare anche i disturbi (frequenze elevate) ma senza che venga in alcun modo « intaccato » il ricco contenuto di armoniche dei segnali trasmessi; ciò vale in particolare per i brani musicali. In questo modo (FM) è possibile trasmettere e ricevere segnali BF con frequenza fino a 15 kHz.

*

COME SI DEVONO MONTARE I SEMICONDUTTORI

L'ormai decennale esperienza sui materiali semiconduttori, diodi e transistori ha insegnato ai tecnici che con questi dispositivi si devono prendere speciali precauzioni sia quando se ne vogliono misurare i parametri sia quando si debbano montare su uno chassis o su un circuito stampato; l'inosservanza di queste semplici precauzioni porta inevitabilmente alla rovina di questi speciali dispositivi.

I dispositivi semiconduttori vengono or-

mai impiegati ovunque in elettronica dalle apparecchiature ultra professionali e nucleari ai ricevitori tascabili; sono stati perciò studiati vari sistemi di montaggio, tra questi noi abbiamo scelto quelli più semplici e interessanti. Abbiamo dato una particolare importanza al montaggio dei semiconduttori sui circuiti stampati nei quali il fissaggio dei vari componenti viene fatto mediante saldatura ad immersione in speciali vasche con stagno fuso.

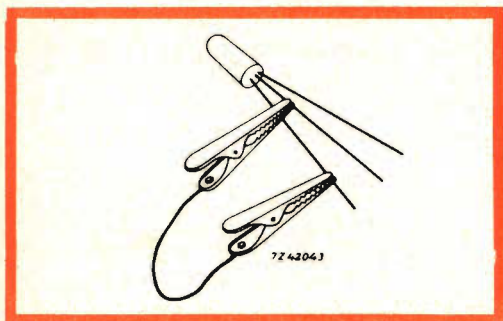


Fig. 1 - Cortocircuitando i terminali degli elettrodi del transistore si evita di far circolare accidentalmente correnti che potrebbero danneggiarlo irrimediabilmente.

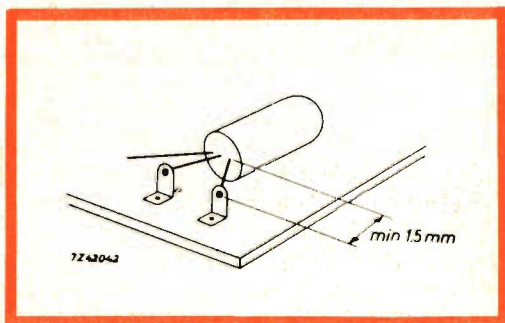


Fig. 2 - Distanza alla quale deve essere effettuata la saldatura.

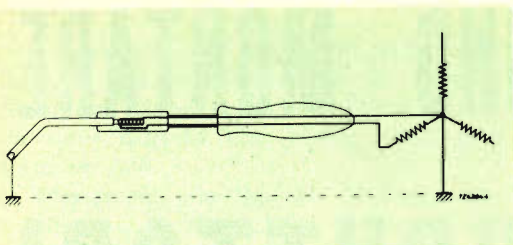


Fig. 3 - La punta del saldatore deve essere messa a terra per evitare che all'atto della saldatura il transistor possa essere attraversato da correnti di dispersione di rete.

Precauzioni di ordine meccanico

I transistori e i diodi sono racchiusi in contenitori chiusi ermeticamente. Gli elettrodi interni sono collegati a terminali che fuoriescono attraverso un supporto di vetro o di speciale materiale a base di resine sintetiche.

All'atto del montaggio di questi dispositivi si deve evitare di piegare questi terminali in prossimità del punto dove fuoriescono; si corre infatti il pericolo di incrinare il supporto isolante.

Grazie alla loro particolare struttura meccanica, i diodi e i transistori sopportano senza essere danneggiati urti e vibrazioni. Ciò però non significa che possano essere sottoposti a urti violenti.

Molti transistori e diodi hanno un contenitore di vetro ricoperto con una speciale vernice nera che impedisce alla luce di colpire le giunzioni; è noto, infatti, l'effetto fotoelettrico che ne potrebbe derivare e che in questo caso è indesiderato. Questa vernice non deve essere pertanto in alcun modo asportata. A maggior ragione questi dispositivi non devono essere esposti a sorgenti di raggi X e gamma i quali possono danneggiarli irrimediabilmente.

I dispositivi semiconduttori devono essere sufficientemente raffreddati. Ci sono alcuni transistori e diodi muniti di vite centrale che consente di fissarli alla superficie dello chassis che in questo caso rappresenta un « radiatore » ideale. Nello stringere il dado ci si deve attenere alla « coppia di torsione » specificata nei dati caratteristici dell'elemento.

Per altri tipi di transistori e diodi sono previste speciali « alette di raffreddamento » che possono trovarsi in aria libera oppure essere fissate allo chassis o al circuito stampato.

Se il dispositivo semiconduttore deve essere sottoposto a urti o a vibrazioni violente e continuate è necessario che il contenitore venga opportunamente sorretto e fissato in modo da non sottoporre i terminali di uscita ad eccessiva « fatica meccanica ».

Precauzioni nei riguardi della temperatura

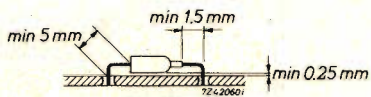
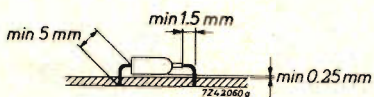
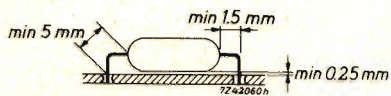
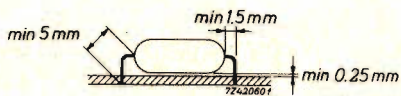
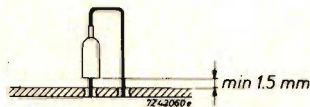
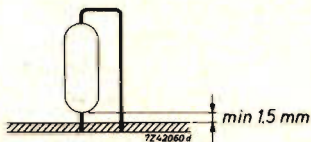
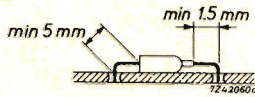
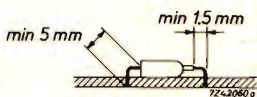
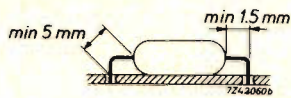
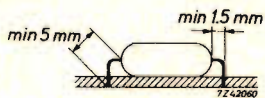
Il « punto debole » dei dispositivi a semiconduttori è la temperatura; questo ormai lo sanno tutti e ciò vale in particolare per il germanio. È quindi della massima importanza attenersi ai valori di temperatura stabiliti dal costruttore. La temperatura assunta dal cristallo non dipende soltanto dalla temperatura ambiente ma anche dal calore dissipato durante il funzionamento del dispositivo stesso.

Per queste condizioni esistono dei limiti ben precisi fissati dal costruttore. Anche per le basse temperature esiste un limite ben determinato e non superabile.

È della massima importanza collegare i terminali del transistoro alle corrette polarità delle sorgenti di alimentazione. In due casi la corrente all'interno del cristallo può assumere valori proibitivi e cioè: quando viene cortocircuitata accidentalmente la resistenza di emettitore oppure quando viene collegata la tensione di alimentazione alla base. Pertanto, quando si effettua un controllo su di un circuito si deve fare molta attenzione in modo che con i puntali dell'oscilloscopio o del voltmetro non si producano le due precedenti condizioni. Non si deve mai togliere il diodo o il transistoro dal loro circuito quando è presente la tensione di alimentazione. I transistori o la scarica di un condensatore potrebbe rovinare l'elemento semiconduttore.

Quando si deve aumentare il valore di dissipazione oppure quando il transistoro deve lavorare ad una temperatura ambiente elevata è assolutamente necessario mu-

DIODI



nire il dispositivo di opportune alette di raffreddamento o di radiatori del calore. In questo modo la resistenza termica (K) viene considerevolmente ridotta.

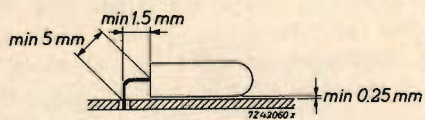
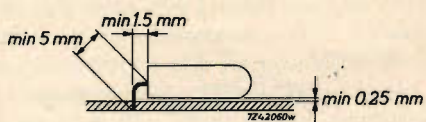
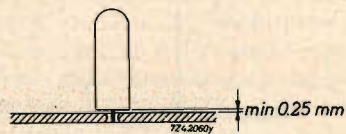
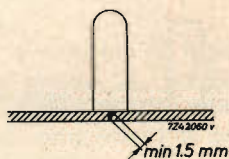
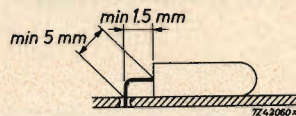
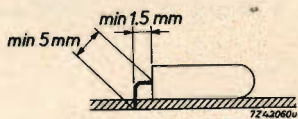
Alcuni transistori e diodi hanno tensioni di lavoro molto basse. Può accadere che quando vengono saldati nel circuito il saldatore si trovi ad una certa tensione rispetto massa.

Per evitare che attraverso il dispositivo semiconduttore scorra una corrente provocata da questa differenza di tensione è bene attenersi a quanto segue:

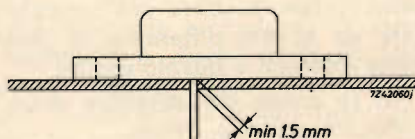
a) La punta del saldatore deve essere collegata a massa (terra).

b) Se ciò è impossibile, è opportuno « cortocircuitare » tutti i terminali del transistor.

TRANSISTORI

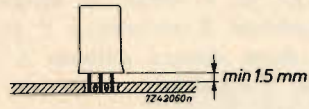
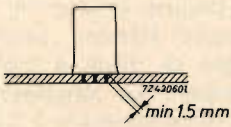
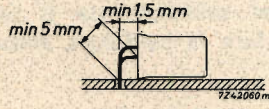
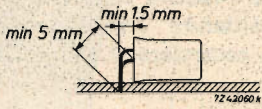


TO-3

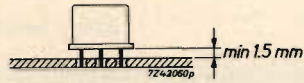
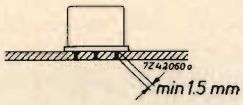


TRANSISTORI

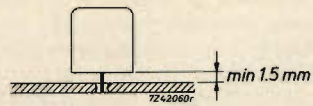
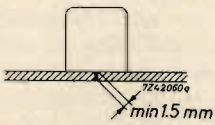
TO-1



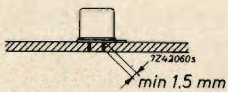
TO-5 TO-33



TO-7



TO-18



Uso del saldatore

Quando il dispositivo semiconduttore viene fissato nel circuito mediante il saldatore è bene prendere alcune precauzioni per ciò che riguarda sia la temperatura della punta del saldatore sia il tempo impiegato per fare la saldatura stessa. In particolare:

1°) Se la temperatura del saldatore è 245 ° C, il tempo di saldatura non deve superare 10 secondi, e il punto di saldatura deve distare almeno 5 mm dal fondo del transistor.

2°) Se la temperatura del saldatore va da 245 a 400 ° C, il tempo di saldatura non deve superare 5 secondi e il punto di saldatura deve distare almeno 5 mm dal fondo del transistor.

3°) Se il punto di saldatura dista 1,5 mm e la temperatura del saldatore non supera i 245 ° C, il tempo di saldatura non può superare i 3 secondi. Non si deve mai

effettuare una saldatura più vicina di 1,5 mm al fondo del transistor.

Il saldatore impiegato per saldare i transistori e i diodi deve avere dimensioni ridotte; è bene però che esso abbia una discreta capacità di calore in modo da evitare saldature « fredde » e nello stesso tempo accorciare il tempo della saldatura stessa.

Saldatura su circuiti stampati

Il cablaggio di una data apparecchiatura su circuito stampato è ormai diventato una prassi comune, specialmente quando vengono impiegati diodi e transistori al posto delle valvole.

Nelle pagine precedenti abbiamo illustrato alcuni schermi pratici riguardanti il fissaggio di diodi e transistori su circuiti stampati. La temperatura dello stagno non deve superare i 245 ° C, e anche in questo caso il tempo di saldatura non deve superare i 5 secondi.

L. C.

Antenna interrata trasmette a più di 1.200 miglia

Un'antenna interrata a potenza ridotta ha trasmesso dei dati attraverso 8.400 Km., offrendo la possibilità di effettuare, secondo quello che dice l'Aerojet-General, comunicazioni militari sottoterra irraggiungibili da un attacco nucleare. Il sistema è stato studiato sotto la direzione del Comando dei Sistemi dell'Aeronautica e impiega un'antenna omni-direzionale.

La Sylvania aveva comunicato in precedenza che, con antenne radio interrate, si era riusciti a trasmettere segnali a distanza sino a 1600 Km. Il sistema sopra accennato è stato impiegato per coprire e superare queste distanze, secondo Rolf M. Wundt della Sylvania. Le onde viaggiano in su dall'antenna verso la superficie della terra, passano lungo la superficie e scendono fino all'antenna ricevente interrata.

Wundt dice inoltre che è possibile propagare onde radio a distanze notevoli attraverso la terra dove questa abbia una bassa conduttività elettrica, come è il caso del granito o del salgemma. Una formazione di roccia che attualmente sembrerebbe capace di consentire collegamenti sotto terra per oltre 100 Km, forse fino a migliaia di Km, è il granito profondo che sta alla base di tutti i continenti. La frequenza ottima per tali collegamenti è compresa normalmente fra 10 Kc e 10 Mc. Le antenne sono a dipolo o monopolo verticale, e le zone migliori di interessamento sono quelle in vicinanza di giacimenti idrici.



IMPIEGO DEL NUVISTOR

di Rudolf Knauer

L' introduzione del nuvistor, il noto nuovo tubo in esecuzione ceramica-metallo ha consentito di realizzare circuiti elettronici molto compatti più razionali e di funzionamento più sicuro. Il nuvistor non è basato su un funzionamento diverso da quello dei convenzionali tubi elettronici; non prevede quindi una nuova tecnica circuitale; la sua caratteristica è di introdurre nei circuiti elettronici la **compattezza**, la **sicurezza di funzionamento**, la **costanza nel tempo di alcuni parametri fondamentali come la pendenza e il fattore di amplificazione**.

Qui di seguito indichiamo alcuni interessanti applicazioni di alcuni tipi di nuvistor.

Dati tecnici di alcuni tubi

Segnaliamo innanzitutto i due triodi di impiego generale 7586 e 7895 nonché il tetrodo 7587 (fig. 1). Nella tabella 1 sono riportati i dati caratteristici di questi tre tubi.

Nuvistor 7586

È un triodo di impiego generale con un fattore di amplificazione di valore medio ($\mu = 35$); il valore della pendenza è di 11,5 mA/V con un valore di corrente anodica di 10,5 mA. Come amplificatore in un circuito con catodo a massa lavora ottimamente fino alla frequen-

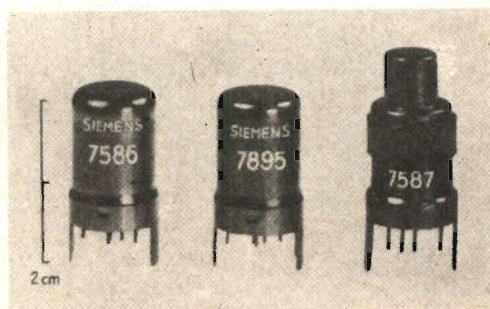


Fig. 1 - Nuvistor tipo 7586, 7895 e 7587 in grandezza naturale.

za di 350 MHz, come oscillatore può arrivare fino a 800 MHz.

La dissipazione sull'anodo arriva fino ad 1 W. Da segnalare inoltre sono il basso valore della conduttanza d'ingresso (fig. 2) la bassa cifra di rumore nella banda VHF e la possibilità di lavorare ottimamente con tensione di alimentazione relativamente basse.

Nuvistor 7895

È un triodo con un fattore di amplificazione elevato ($\mu = 64$); la capacità anodo griglia è bassa ($C_{ga} = 0,9$ pF). Può essere impiegato come amplificatore fino alla frequenza di 350 MHz. Può essere facilmente neutralizzato. Siccome l'intensità della corrente anodica e la pendenza non hanno il valore elevato del tipo 7586 anche la cifra di rumore di questo triodo risulta leggermente più elevata.

Nuvistor 7587

È un tetrodo di impiego generale; la sua pendenza è di 10,6 mA/V con un valore di corrente anodica di 10 mA. Nonostante le sue ridotte dimensioni questo tubo dissipa sull'anodo una potenza pari a 2,2 W. L'anodo di questo tubo fuoriesce sulla sommità del tubo stesso; ciò consente di ottenere capacità di uscita e di reazione molto basse ($C_a = 1,4$ pF, $C_{ag} = 12$ mpF). Può essere impiegato fino alla frequenza di 300 MHz; rispetto ad altri tubi con griglia schermo di uguale potenza questo tetrodo ha il vantaggio di avere una resistenza d'ingresso molto elevata. Grazie alla sua insensibilità alle vibrazioni può essere impiegato vantaggiosamente in amplificatori BF di elevata sensibilità specialmente quando si desidera ottenere un valore di amplificazione molto elevato.

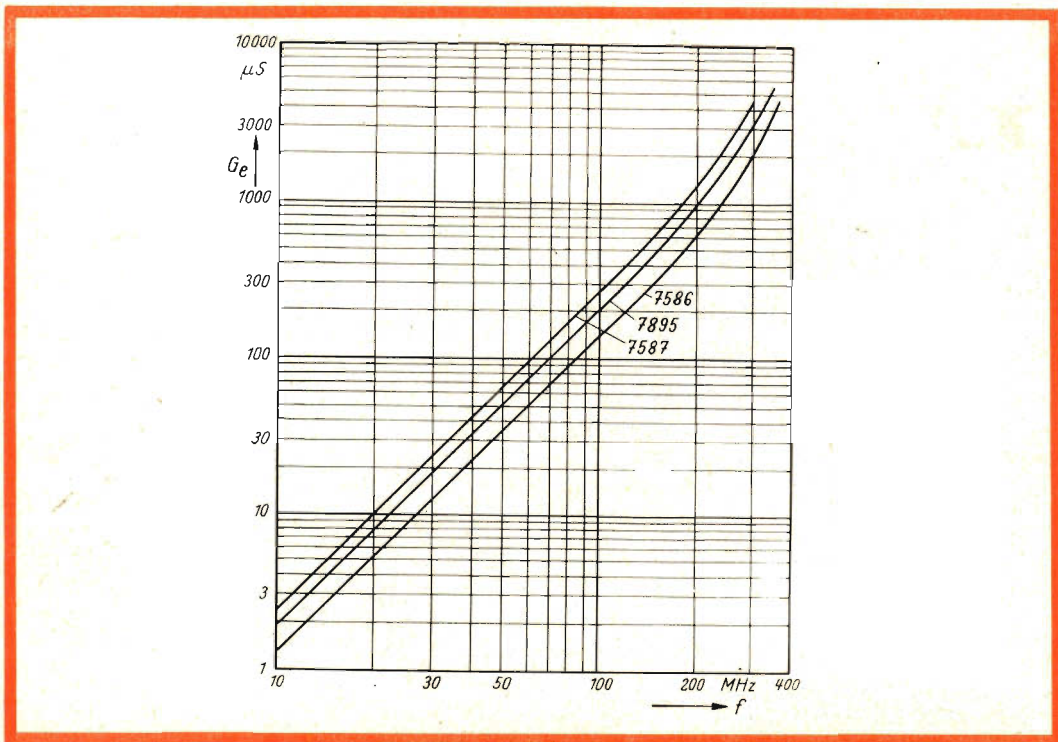


Fig. 2 - Conduttanza effettiva d'ingresso (G_e) dei nuvistor 7586, 7895, 7587 in funzione della frequenza.

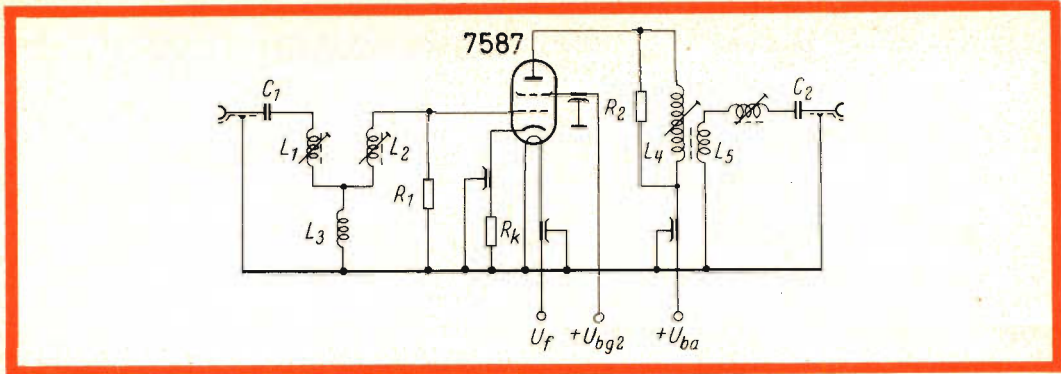


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore VHF equipaggiato con il tetrodo 7587. $V_f = 6,3$ V; $V_{ba} = 125$ V; $V_{bg2} = 50$ V; $R_k = 68 \Omega$; $I_a = 10$ mA; $I_{g2} = 2,7$ mA.

PRESTAZIONI DEL CIRCUITO DI FIG. 3

Tipo di amplificatore	Canale	Frequenza MHz	Larghezza di banda	Amplificazione dB	Cifra di fruscio dB
Amplificatore di canale . . .	I	61...68	7	32	4,5
Amplificatore di canale . . .	III	195...207	7	26	7,2
Amplificatore di banda . . .	I	47...68	21	23	5,5
Amplificatore di banda . . .	II	87,5...100	12,5	28	5,7

Possibilità di impiego dei nuvistors

Come per tutti i nuovi componenti elettronici anche per il nuvistors vale la domanda: Dove effettivamente questo nuovo componente offre reali vantaggi? Dove può essere vantaggiosamente impiegato? Per rispondere a queste domande dobbiamo far presente quanto segue.

Innanzitutto il nuvistors può essere impiegato in tutti quei casi dove le **ridotte dimensioni** hanno la prevalenza su tutte le altre considerazioni.

Le **dimensioni dei nuvistors infatti sono paragonabili a quelle di alcuni transistori**. Questi elementi possono essere pertanto usati in combinazione con dispositivi semiconduttori. Particolarmente su circuiti realizzati su pannelli stampati.

Il **consumo del nuvistors è molto basso** sia perchè la potenza di accensione del filamento è molto ridotta sia per il funzionamento con basse tensioni di alimentazione.

Il nuvistors può sopportare valori di **accelerazione (g) molto elevati**. Ciò grazie alla sua compattezza di costruzione che impiega internamente dischi di ceramica anzichè dischi di mica.

I **nuvistors non presentano internamente perdite di isolamento**. Ciò è molto im-

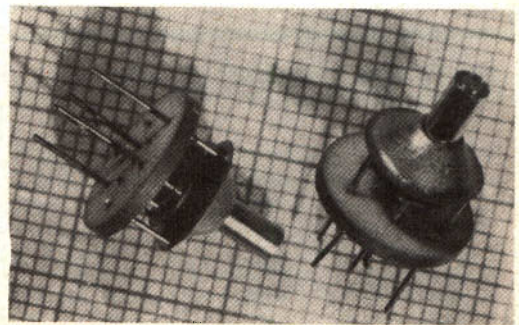


Fig. 4 - Costruzione interna di alcuni nuvistors. Si noti la disposizione concentrica degli elettrodi che risultano fissati alla piastra ceramica di base.

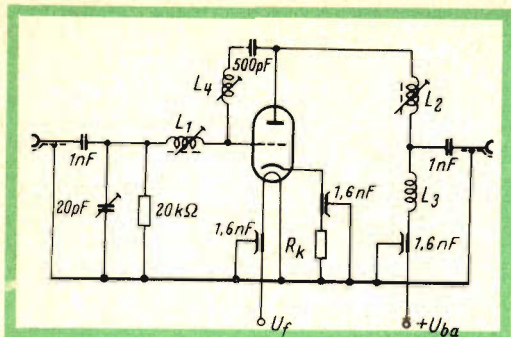


Fig. 5 - Amplificatore RF per 200 MHz; si possono ottenere amplificazioni di potenza che vanno da 14,5 a 19 dB con una larghezza di banda che va da 7 a 8 MHz e una cifra di rumore che va da 4,5 a 6,5 dB.

portante in circuiti ad elevata resistenza interna come gli stadi elettrometrici, gli stadi trasformatori di impedenza ecc. Questa particolare caratteristica è dovuta all'impiego della ceramica al posto della

mica. Il nuvistor impiegato in un circuito oscillatore ha il vantaggio di **assicurare una stabilità di frequenza** notevole; ciò deriva ovviamente dalla robustezza della costruzione e dalla stabilità termica dei materiali impiegati.

Il nuvistor infine possiede **elevata resistenza d'ingresso**, valori di **capacità interelettrodica bassi** e parimente **bassa cifra di fruscio in funzionamento RF**.

ESEMPI DI IMPIEGO

I circuiti che presentiamo non sono una novità per il tecnico; essi vogliono dimostrare alcuni reali vantaggi conseguibili con l'impiego dei nuvistor e dare lo spunto al tecnico progettista per il dimensionamento di circuiti simili.

Stadio amplificatore RF

In fig. 4 è riportato lo schema elettrico di uno stadio amplificatore VHF equipaggiato con il tetrodo 7587. Si tratta

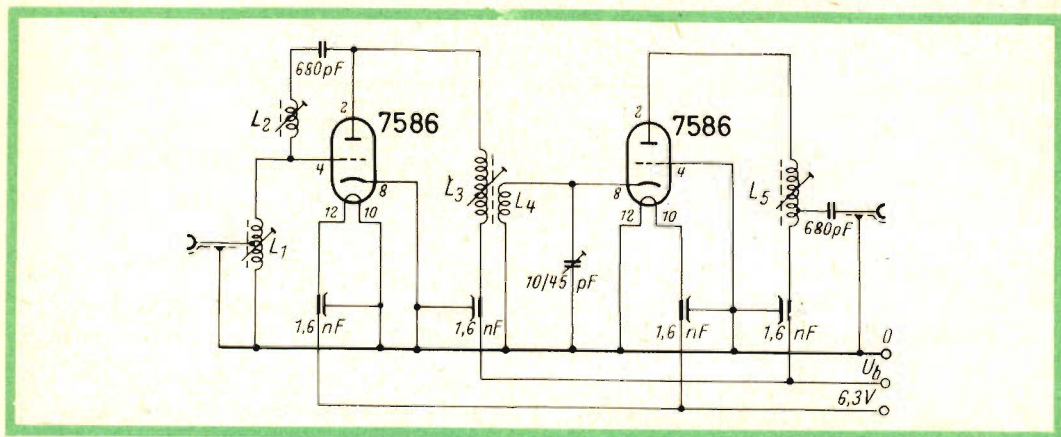


Fig. 6 - Schema elettrico e dati tecnici del selettore di canali indicato in fig. 10.

Campo di frequenza 209... 216 MHz (canale 10).

Entrata ed uscita per impedenza di 60 Ω.

Tensione di uscita di 1 V su 60 Ω.

L1 = 3 spire, diam. 6 mm, di filo di rame argentato da 1 mm.

Presse a 1,5 spire; L2 = 7 spire, diam. 4 mm, di filo di rame smaltato ricoperto con seta da 0,2 mm; L3 = 5,5 spire, diam. 6 mm, di filo di rame argentato da 1,0 mm; L4 = 1,2 spire, diam 6 mm; di filo di rame smaltato da 0,5 mm; L5 = 6,5 spire, 6 mm diam, di filo di rame smaltato da 1 mm. Presa alla prima spira. Nuclei: L1, L3, L4 = Siferit U17; L2, L5, in rame.

Tensione di alimentazione 12 24 40 V

Corrente anodica per i due triodi 7,5 16 30 mA

Amplificazione di potenza 24 31 33 dB

Cifra di rumore 7 5,5 5 dB



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



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

GBC
electronica

GARANZIA

GBC
electronica

QUALITÀ

GBC
electronica

PREZZO

GBC
electronica

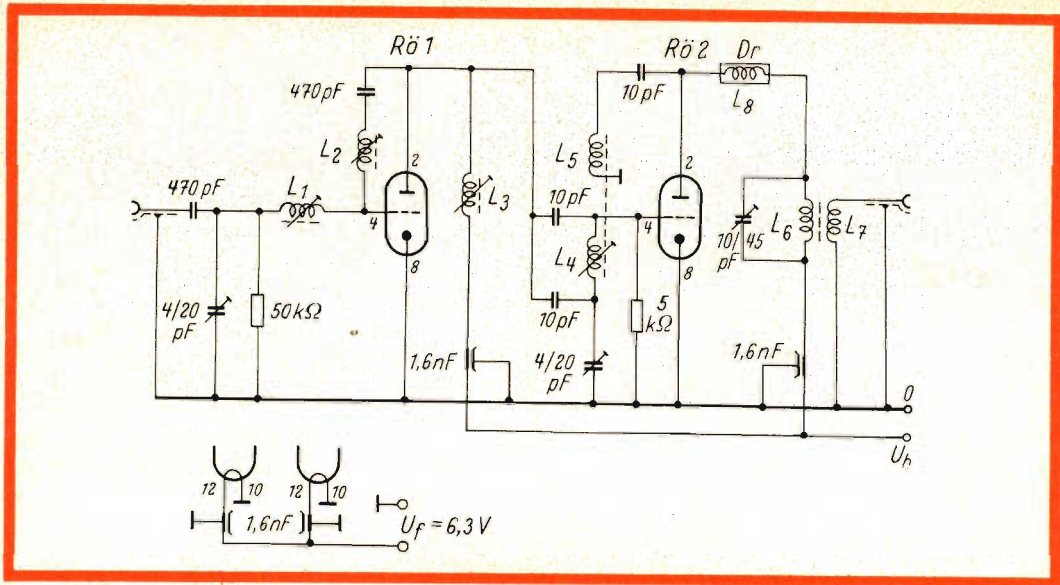


Fig. 7 - Stadio convertitore autooscillante con stadio preamplificatore RF. Funziona con bassa tensione anodica. Frequenza di funzionamento 180...190 MHz. Larghezza di banda (3 dB) = 800 kHz;

- $L_1 = 3$ spire, 6 mm \varnothing , rame argentato da 1 mm;
- $L_2 = 9$ spire, 4 mm \varnothing , filo di rame smaltato con seta da 0,2 mm;
- $L_3 = 1$ spira, 6 mm \varnothing , di rame argentato da 1 mm;
- $L_4 = 2$ spire, 6 mm \varnothing , rame argentato da 1 mm;
- $L_5 = 4$ spire, 6 mm \varnothing , rame smaltato da 1 mm;
- $L_6 = 20$ spire, 6 mm \varnothing , filo di rame smaltato da 0,5 mm;
- $L_7 = 3$ spire, 6 mm \varnothing , filo di rame smaltato da 0,5 mm;
- $L_8 = 20$ spire, 6 mm \varnothing , filo di rame smaltato rivestito in seta da 0,2 mm;

di uno schema di principio. Per il buon funzionamento dello stadio è assolutamente necessaria una buona messa a massa della griglia schermo.

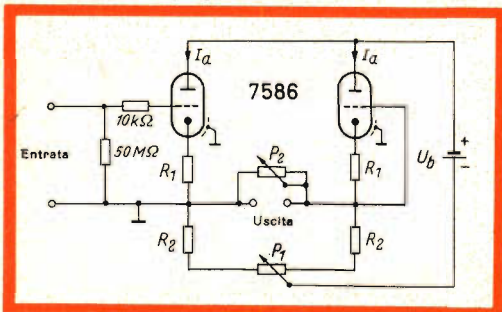


Fig. 8 - Schema elettrico dell'amplificatore per corrente continua $V_f = 5,5$ V; $V_B = 150$ V; $I_a = 2$ mA; $R_1 = 1$ k Ω ; $R_2 = 40$ k Ω ; $P_1 = 10$ k Ω ; $P_2 = 100$ k Ω ; amplificazione uguale 10; resistenza d'ingresso = 50 M Ω , resistenza di uscita = 50 k Ω .

Parimente è necessario che nel collegamento di alimentazione della griglia schermo venga inserita una resistenza da 10 Ω non bypassata da alcun condensatore; essa serve a smorzare una eventuale risonanza-serie. Se si desidera far lavorare il tubo in vari « punti di lavoro » e nello stesso tempo mantenere costante l'impedenza d'ingresso è consigliabile inserire nel ritorno catodico una resistenza da 20 Ω non bypassata.

In fig. 5 è riportato lo schema elettrico con i dati di un amplificatore RF funzionante a 200 MHz equipaggiabile con i triodi 7586 o 7895. Caratteristica di questo stadio amplificatore sono il valore di amplificazione elevato (20 dB) e la cifra di rumore molto bassa.

In fig. 10 è riportata la realizzazione

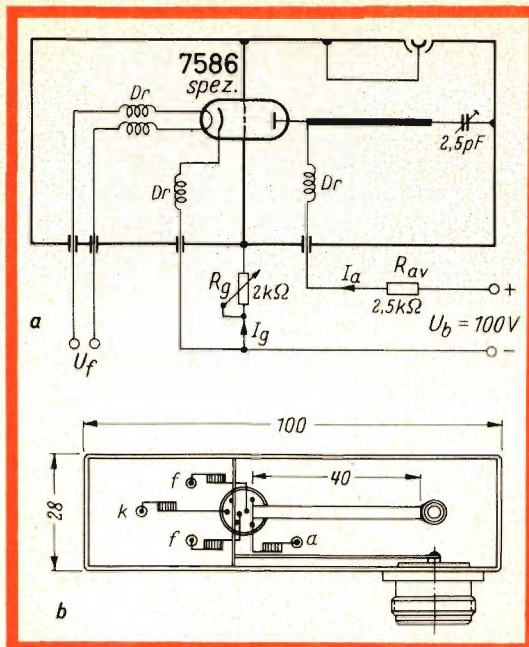


Fig. 9 - Oscillatore accordabile da 600 a 1000 MHz. $V_{ab} = 100$ V; $R_{av} = 2,5$ k Ω ; $I_a = 15$ mA; $D_r = 12$ spire 3 mm \varnothing , di filo di rame smaltato ricoperto in seta da 0,3 mm.

pratica di un amplificatore funzionante con tensioni di alimentazione basse equipaggiato con il tipo 7586. In fig. 6 è riportato lo schema elettrico e i dati tecnici di questo amplificatore « cascode ». Anche in questo caso nonostante la semplicità dello schema si sono ottenuti ottimi valori di amplificazione e di cifra di rumore. Per ottenere un valore di corrente anodica elevato si è rinunciato ad una qualsiasi polarizzazione di griglia. Lo smorzamento provocato da una eventuale corrente di griglia è compensato in parte dalla bassa impedenza dei circuiti.

Il nuvistor impiegato in uno stadio mescolatore

In fig. 7 è riportato il nuvistor 7586 impiegato in uno stadio convertitore auto-oscillante preceduto da uno stadio amplificatore. Questo circuito può funzionare anche con una tensione di alimentazione di 12 V dando ancora un buon valore di amplificazione.

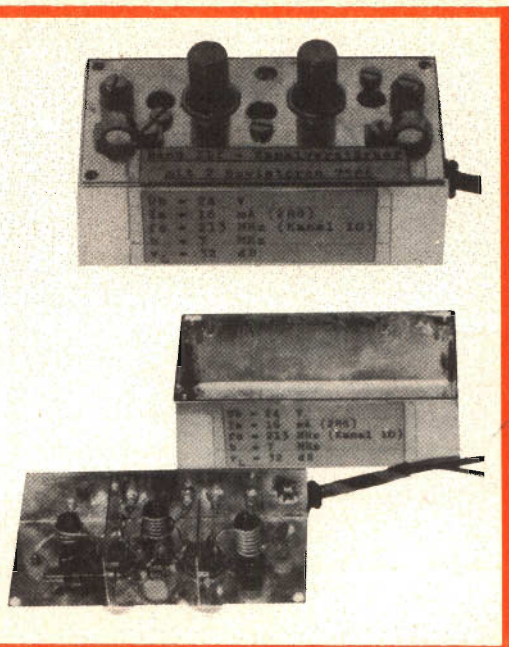


Fig. 10 - Realizzazione pratica di un selettore di canali per la banda III equipaggiato con due nuvistori 7586.

Il nuvistor impiegato come oscillatore

Il nuvistor 7586 può essere impiegato come oscillatore fino alla frequenza di 800 MHz. La sua caratteristica è la stabilità di frequenza. L'ingresso di questo nuvistor ha una esecuzione speciale con 7 piedini (EC 1020); ciò consente di rea-

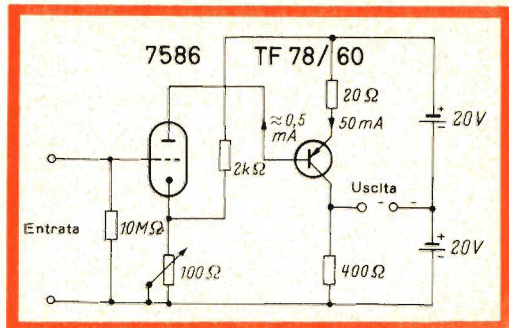


Fig. 11 - Schema elettrico di un circuito trasformatore di impedenza impiegante il nuvistor 7586 e un transistor di potenza; $V_g = 5,5$ V; $V_{ba} = 40$ V; resistenza d'ingresso = 10 M Ω ; resistenza di uscita = 400 Ω ; amplificazione di tensione = 30; massima tensione di uscita = 25 V.

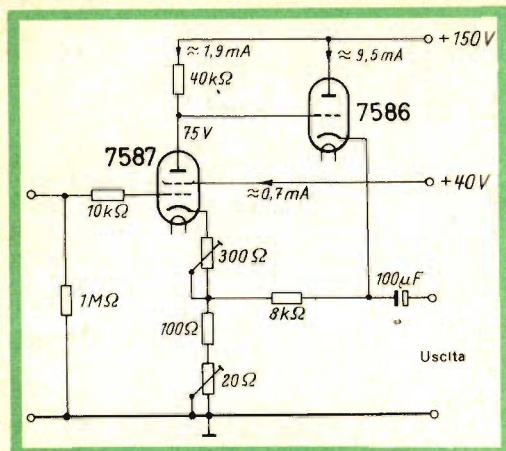


Fig. 12 - Tetrodo 7587 impiegato in un amplificatore BF a larga banda. Il triodo 7586 funziona da trasformatore di impedenza. $V_1 = 6$ V; $V_{ba} = 150$ V; amplificazione di tensione = 100; campo di frequenza 2 Hz... 200 kHz; resistenza d'ingresso = 1 M Ω ; resistenza di uscita = 200 Ω ; tensione massima di uscita 45 V.

lizzare oscillatori accordabili fino alla frequenza di taglio di 1000 MHz (fig. 9).
Come risulta dalla figura la costruzio-

ne è molto semplice. I terminali di griglia vengono collegati alla parete separatoria dello chassis in modo da eliminare collegamenti lunghi a elevata induttanza.

Amplificatori in corrente continua

Con due nuvistor tipo 7586 è possibile realizzare il semplice amplificatore di corrente continua impiegato principalmente come trasformatore di impedenza. Il pregio di questo circuito oltre ad una buona costanza di funzionamento è quello di avere una assoluta uguaglianza del potenziale d'ingresso e di quello di uscita.

Questo amplificatore necessita però di una sorgente di tensione anodica non collegata alla terra. Perché non si producano correnti di dispersione di griglia è consigliabile abbassare la tensione di accensione al valore di 5,5 V. Con questa precauzione e con una tensione anodica bassa, le correnti di dispersione del nuvistor sono dell'ordine di grandezza di 10^{-12} A.

TABELLA I - DATI TECNICI DEI NUVISTOR

		Triodo 7586	Triodo 7895	Tetrodo 7587	
Accensione	V_f	6,3	6,3	6,3	V
	I_f	0,135	0,135	0,15	A
Capacità	C_g/kfm	4,2	4,2	7,0	pF
	C_a/kfm	1,6	1,7	1,4	pF
	C_{ag1}	2,2	0,9	0,012	pF
	C_{ak}	0,26	0,22		pF
	$C_{e'}$	7	6,5	9	pF
Dati caratteristici	V_{ba}/V_{bg2}	75	110	125/50	V
	R_k	100	150	68	Ω
	I_a/I_{g2}	10,5	7	10/2,7	mA
	S	11,5	9,4	10,6	mA/V
	μ	35	64		
Valori limite	V_{ba}/V_{bg2}	330	330	330/330	V
	V_a/V_{g2}	110	125	250/110	V
	Q_a/Q_{g2}	1	1	2,2/0,2	W
	I_{g1}	2	2	2	mA
	I_k	15	15	20	mA
	V_{fk}	100	100	100	V

Amplificatore BF

In fig. 12 è riportato lo schema elettrico di un amplificatore BF a larga banda impiegante il nuvistor tetrodo 7587. Aggiungendovi il triodo 7586 si ottiene un'uscita a bassa impedenza. In questo circuito per aumentare l'amplificazione si è usato l'accoppiamento diretto. Ciò ha consentito di avere un valore elevato di amplificazione congiunto ad un valore della tensione di alimentazione.

Impiego del nuvistor e del transistor

Il circuito di ingresso di un transistor che, come è noto, è a bassa impedenza può essere trasformato ad alta impedenza impiegando opportunamente un nuvistor. Le prestazioni di una siffatta combinazione sono riportate in fig. 11. Con una tensione di alimentazione di 40 V si ottiene un'amplificazione di potenza di circa 70 dB. La resistenza di emettitore di 20 Ω limita l'eventuale distorsione.

(da « Elektronik »)

L. C.

LA TELEVISIONE IN INGHILTERRA

In Inghilterra il numero di televisori in funzione ha raggiunto i 15 milioni di apparecchi con una saturazione dell'84%.

La maggior percentuale di vendite di televisori è stata toccata fra il 1946 ed il 1959, anno record in cui le vendite hanno registrato la punta massima di 2.750.000 apparecchi.

Attualmente si vendono circa 1.700.000 televisori all'anno.

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

TUTTI I PRODOTTI

PER SALDATURA

TUTTI I

PRODOTTI

TI PER

SALDATURA TUTTI

PRODOTTI

PER SALDATURA

PRODOTTI

SALDATURA

TUTTI I PRODOTTI

PER SALDATURA

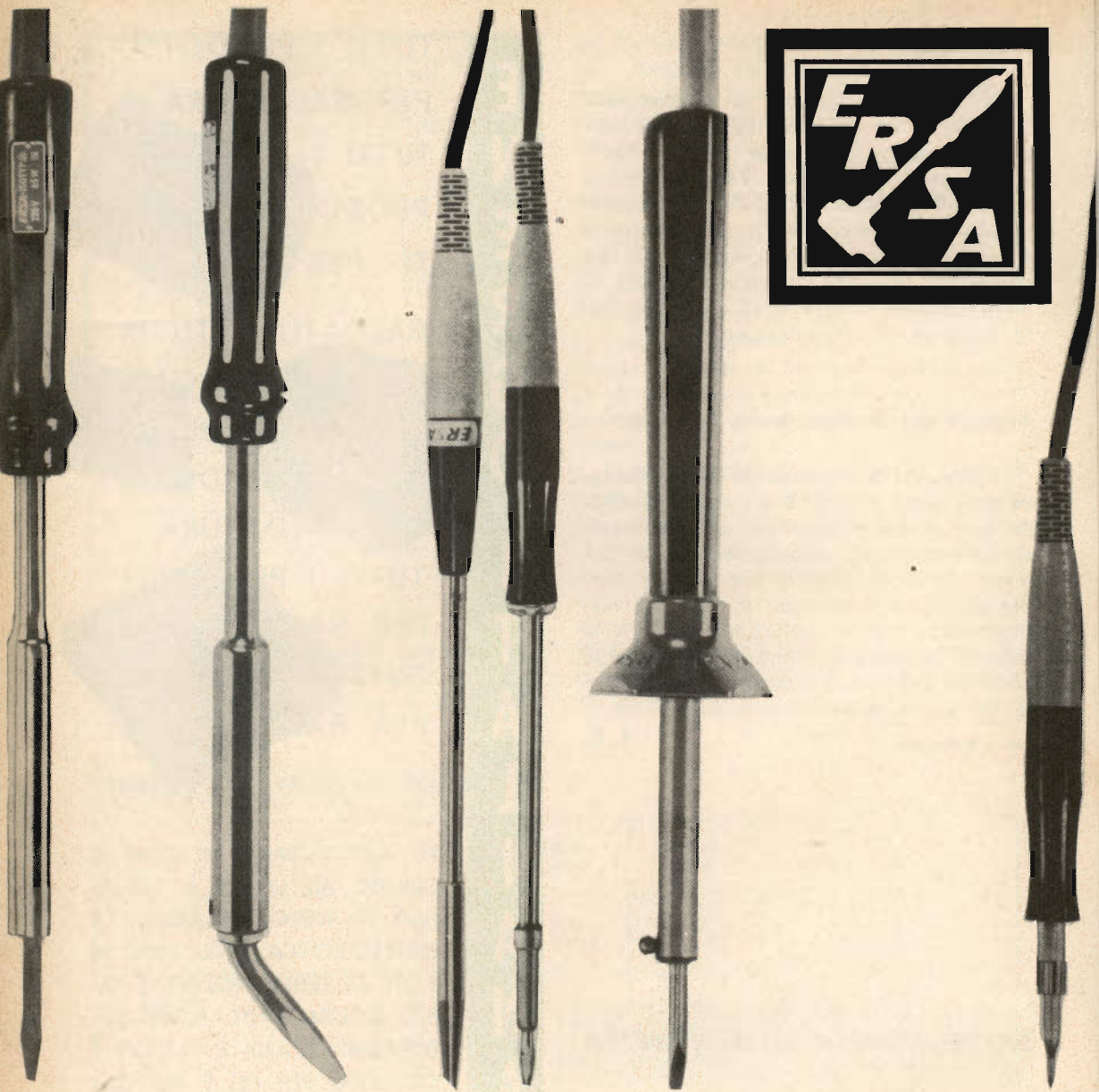
TUTTI I

PER SALDATURA

FILI AUTOSALDANTI IN LEGHE DI STAGNO AD UNA E A TRE ANIME DI RESINA PER RADIO - TV ELETTRONICA - FILI PIENI IN TUTTE LE LEGHE - POLVERI E PASTE AUTOSALDANTI - FLUSSI DE-OSSIDANTI LIQUIDI E PASTOSI - CROGIUOLI PER FILI E PER CIRCUITI STAMPATI

S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30 - TELEF. 28.71.66



ERSA

la grande marque internationale

Distributed by G.B.C. electronic component

RADIAZIONI COSMICHE

misurate a grande altezza

Su tutta la superficie della terra cadono continuamente un numero inimmaginabile di nuclei di atomi la cui energia viene valutata approssimativamente a molti bilioni (10^{12}) di elettroni volt (eV). Questi nuclei di atomi provenienti dal cosmo colpiscono a loro volta gli atomi di idrogeno e di azoto presenti nell'atmosfera terrestre spaccandoli. I nucleoni e i mesoni derivanti dalla frammentazione di questi atomi possono a loro volta colpire altri atomi, rispettivamente, di idrogeno e di azoto e scinderli a loro volta; così, da un primo nucleo penetrante nell'atmosfera terrestre e stracarico di energia si originano valanghe di particelle che piovono continuamente e incessantemente sulla superficie terrestre. Tutte queste particelle cariche che continuamente bombardano tutti gli oggetti presenti sulla superficie terrestre non sono visibili ad occhio umano ma sono facilmente individuabili mediante particolari apparecchiature disposte in ogni parte del globo.

Facciamo subito notare come la stessa coltre dell'atmosfera che circonda la terra come un grande mantello lasci passare solo una parte di queste particelle; per esempio, i protoni, particelle relativamente povere di energia provenienti dal sole vengono quasi tutti assorbiti dall'atmosfera. Bisogna portarsi all'altezza di 30 km per poterne rilevare la presenza.

Attualmente, anche se siamo nell'era dei razzi e dei satelliti artificiali il pallone sonda rappresenta il mezzo più semplice e più efficace per rivelare a quel-

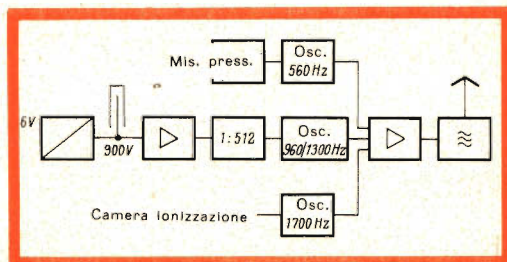


Fig. 1 - Schema a blocchi della radiosonda.

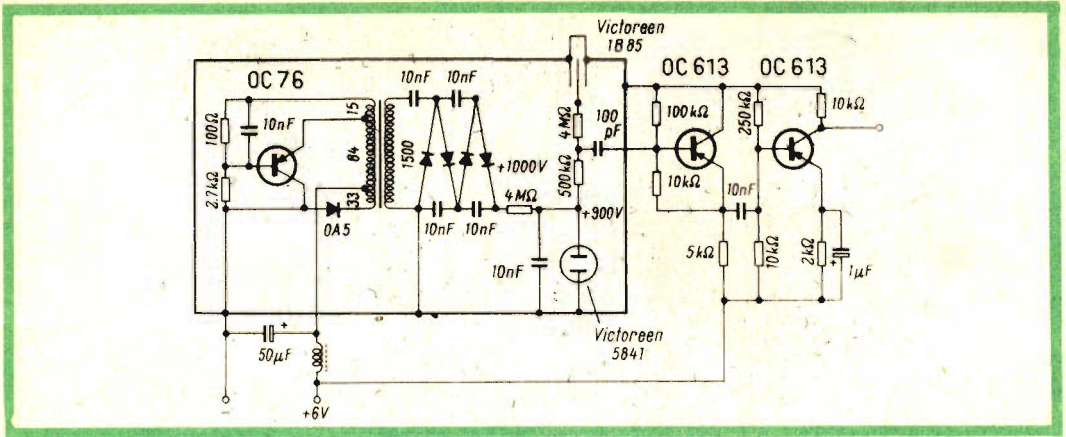


Fig. 2 - Schema elettrico del generatore AT e dell'amplificatore.

l'altezza queste particelle. Esso infatti ha il vantaggio di rimanere a quell'altezza per molte ore e può allontanarsi dalla stazione di controllo per oltre 100 km ed essere successivamente recuperato abbastanza facilmente.

Qui di seguito descriviamo una sonda per il rilevamento di queste particelle che ha effettuato con successo circa 30 salite a quelle altezze.

Costruzione dell'apparecchio

La radiazione viene rilevata mediante un tubo di geiger Muller. L'apparecchio però è munito anche di una camera di ionizzazione. In questo modo infatti si possono paragonare i risultati delle due misure e stabilire esattamente la natura

della radiazione in questione. Viene misurata inoltre anche la pressione dell'atmosfera. In fig. 1 è riportato lo schema a blocchi della sonda. Il tubo contatore riceve la tensione da un DC converter. L'impulso presente sulla resistenza di carico del tubo contatore viene amplificato e portato a un doppio demoltiplicatore che lo divide 512 volte. La tensione continua presente all'uscita del demoltiplicatore modula un oscillatore. Un altro circuito oscillatore con un altro valore di frequenza viene pilotato dal dispositivo per la misura della pressione atmosferica mentre ad un terzo oscillatore è collegata la camera di ionizzazione.

Questi segnali (portanti) vengono mescolati e amplificati, e vanno alla fine a modulare un trasmettitore FM che tra-

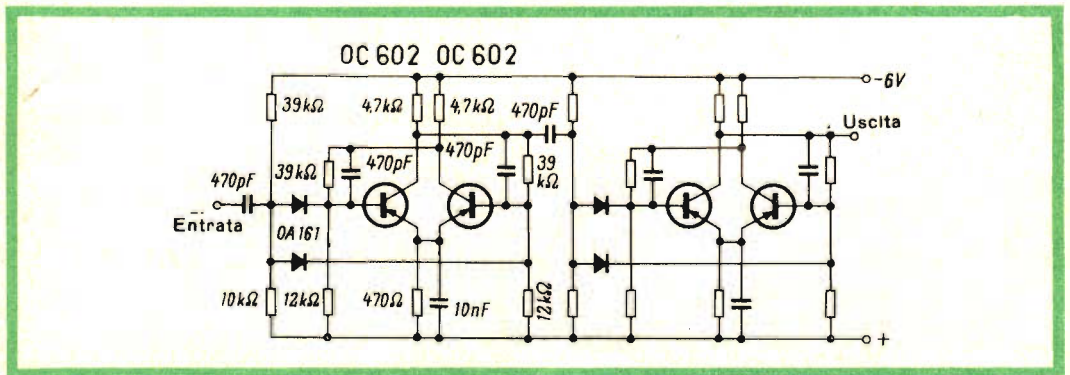


Fig. 3 - Schema elettrico di due demoltiplicatori.

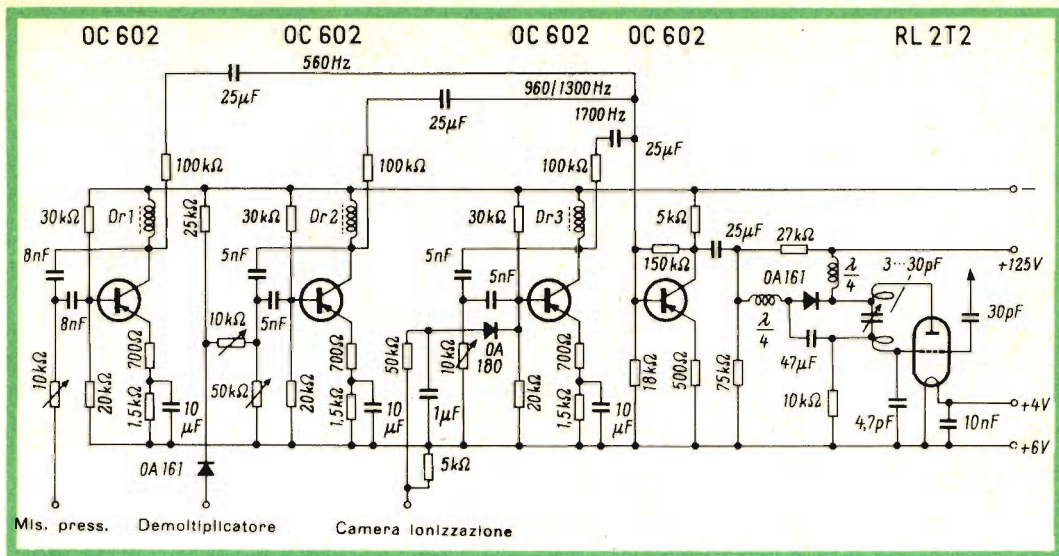


Fig. 4 - Schema elettrico dei tre oscillatori e del trasmettitore.

smette questi dati alle stazioni di controllo terrestri.

Come tubo contatore viene impiegato il tipo 1B85 della ditta Victoreen di solito usato dagli scienziati americani per questi impieghi. Lo spessore della parete è 30 mg/cm² e il tubo può ancora rivelare protoni con energia pari a 900 keV ed elettroni di 100 keV. La tensione di funzionamento è di 100 V. La pendenza del pianerottolo oscilla da 3 a 8 % per ogni 100 V. Il tubo può funzionare con una temperatura compresa tra +40 e -40 °C.

Il circuito per l'alta tensione (fig. 2) è quello classico realizzato dalla Philips. È formato da un DC converter seguito da un raddrizzatore in cascata. Nell'avvolgimento primario, un diodo bonded (OA 5) impedisce che il transistor venga danneggiato dagli elevati impulsi di tensione presenti in questo circuito, e contemporaneamente, impedisce che la tensione all'uscita del raddrizzatore superi il valore dei 100 V. La frequenza di lavoro è 8 kHz per cui i valori delle reti RC sono più che sufficienti per il livellamento della tensione raddrizzata.

La tensione continua di alimentazione

del tubo contatore viene tenuta ad un valore costante dal tubo stabilizzatore 5841. Tutto il circuito per l'alta tensione compreso il tubo contatore con la sua resistenza di carico e il condensatore di accoppiamento sono stati racchiusi in uno schermo di rame. Per impedire che quando la pressione diventa molto bassa si verifichino delle scariche sulle pareti dello schermo, quest'ultimo è stato ricoperto da una lamina di gomma.

L'amplificatore a due stadi viene montato direttamente sulla scatola-schermo dell'alta tensione. L'impulso proveniente dal tubo contatore viene prelevato da un tubo partitore di tensione dato che la resistenza di carico del tubo contatore deve avere un valore superiore a 4 MΩ. Il primo stadio dell'amplificatore è un normale stadio trasformatore

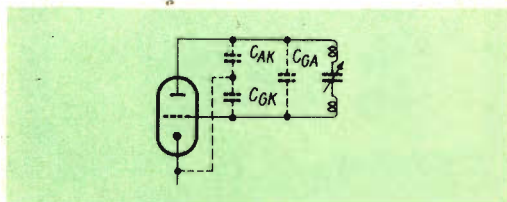


Fig. 4a - Capacità presenti sugli elettrodi del tubo trasmettitore.

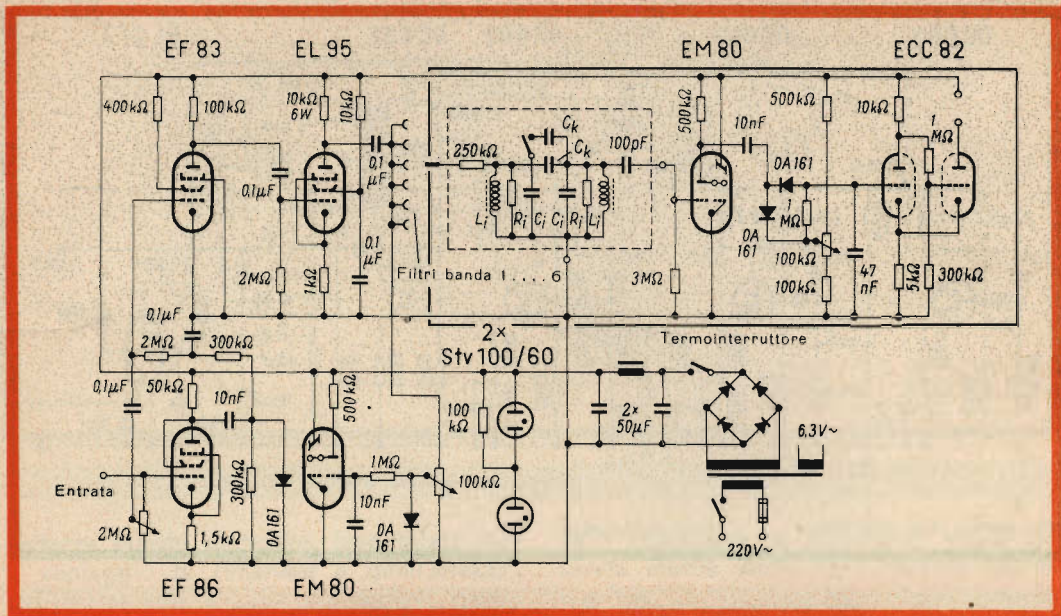


Fig. 5 - Schema di principio del trasmettitore.

d'impedenza con resistenza d'ingresso di 60...70 kΩ in parallelo ai quali si trova una capacità del valore di 150 pF.

Il secondo stadio funziona da amplificatore di tensione e da stadio invertito-

re di fase. Alla sua uscita si ricavano impulsi con un'ampiezza di 4...5 V che servono per pilotare lo stadio demoltiplicatore.

Quest'ultimo è formato da 9 circuiti flip-flop tutti uguali tra di loro. Il rapporto di demoltiplica è di 1 : 512; per cui la tensione al collettore dell'ultimo transistoro varia ogni 256 impulsi da -2 a -5 V e viceversa. Con questa ultima tensione si pilota l'oscillatore.

Gli oscillatori di bassa frequenza

Le « frequenze intermedie » vengono prodotte in circuiti oscillatori RC. Nel circuito del collettore di ogni transistoro oscillatore si trova una bobina che consente di ottenere un'ampia variazione di frequenza mediante la variazione di una resistenza.

Il primo oscillatore che serve per trasmettere i dati riguardanti la pressione atmosferica viene pilotato mediante un contatto meccanico. L'oscillatore funziona soltanto quando il terminale libero del potenziometro da 10 kΩ viene posto a massa; questo potenziometro serve an-

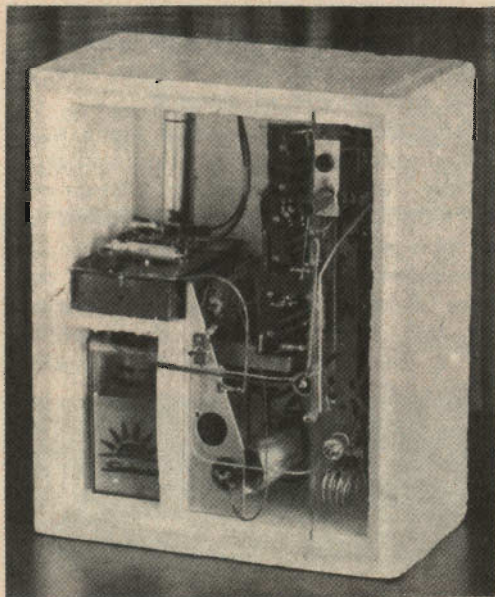
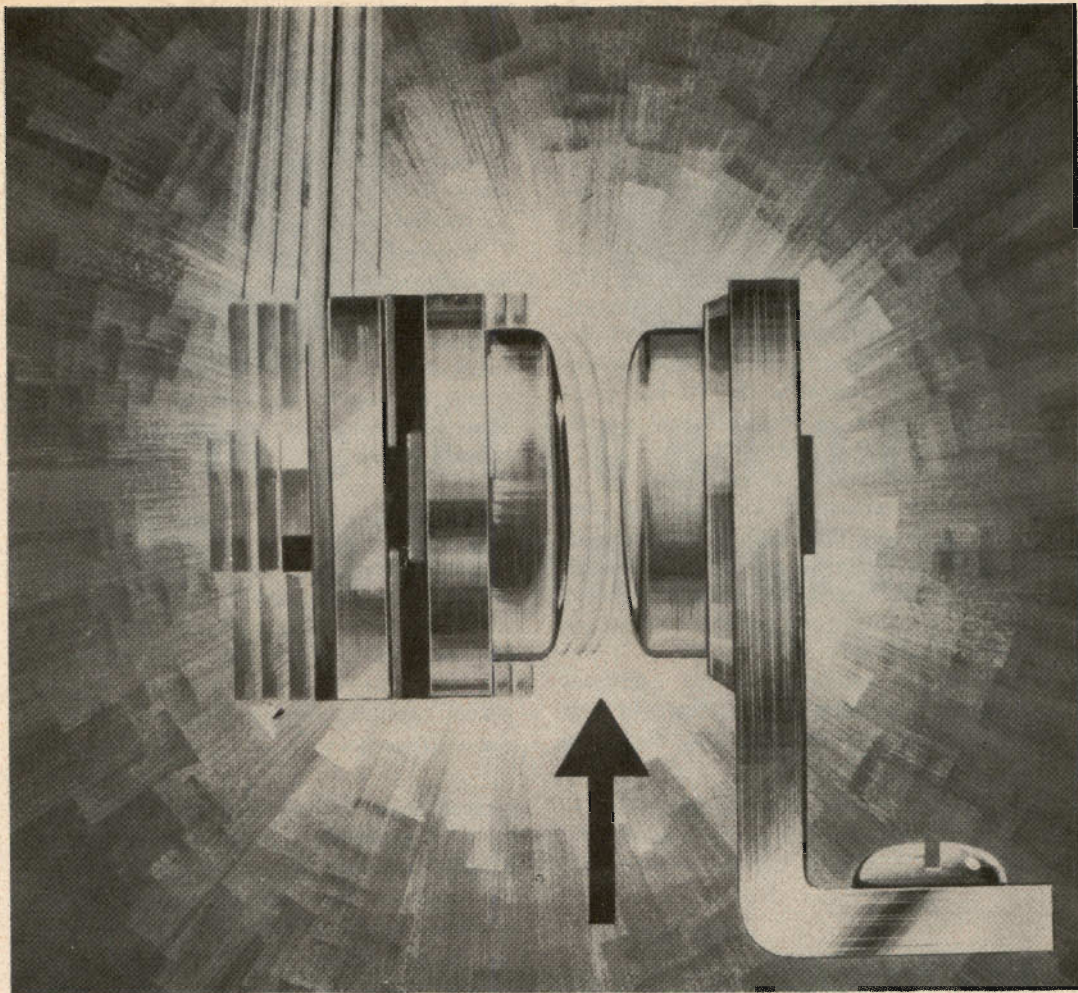


Fig. 6 - Realizzazione pratica della radiosonda.



Only Electrolube* applied here, will remove tarnish ■ protect surfaces ■ prevent pitting and metal transfer ■ reduce arcing ■ prevent contact bounce ■ and only Electrolube* will improve conductivity and give extra reliability and longer life to all electrical contacts ■

*REGD. TRADE MARK

only
ELECTROLUBE*

ELECTROLUBE LTD OXFORD AVE SLOUGH BUCKS Tel: Slough 25574

P0104

che a portare la frequenza di oscillazione al valore di 560 Hz.

Il secondo oscillatore viene pilotato dall'ultimo stadio del circuito demoltiplicatore. L'anodo del diodo OA 161 viene collegato al collettore di un transistor dell'ultimo stadio demoltiplicatore mentre il catodo si trova collegato a un partitore di tensione dove è presente una tensione di -4 V. In questo modo il diodo, a seconda della posizione del demoltiplicatore viene alternativamente ad essere bloccato o aperto. Con i due potenziometri (rispettivamente da $10\text{ k}\Omega$ e da $50\text{ k}\Omega$) si regola la frequenza ai rispettivi valori di 960 e 1300 Hz.

Il terzo oscillatore è collegato ed è pilotato dalla camera di ionizzazione. Anche qui il diodo OA 180 è collegato in modo che a seconda della provenienza di un impulso viene ad essere bloccato o aperto e conseguentemente innescare o meno l'oscillatore.

Le tensioni oscillanti di tre oscillatori vengono mescolate e amplificate in uno stadio modulatore, la tensione di uscita

del quale « pilota » la tensione di polarizzazione del diodo OA 161 inserito nel circuito oscillante del trasmettitore. Siccome la capacità del diodo dipende dal valore della tensione, ecco che la frequenza del trasmettitore varierà al variare della bassa frequenza dei rispettivi oscillatori.

Il circuito trasmettitore è un Colpitts modificato nel quale la capacità del circuito è formata da quella della valvola e del circuito. La frequenza di oscillazione è di 152,27 MHz. Come antenna viene impiegato un filo di rame argentato dimensionato in mezza lunghezza d'onda ($\lambda/2$).

Alimentazione

Per l'accensione della valvola trasmettente sono necessari 2 V/300 mA; per il circuito rimanente bastano 150 mA/6 V. La corrente anodica del trasmettitore è 15 mA con 135 V. Vengono impiegati piccoli accumulatori a batteria.

(da « *Elektronik* »)

L.C.

La posizione di avanguardia degli Stati Uniti nelle ricerche Laser

La tecnologia Laser negli S.U. è molto avanti rispetto a quella raggiunta in Europa - dice il Sig. B. J. McMurtry della Silvania. Reduce da una serie di visite a dei laboratori europei di ricerche Laser, egli dice di aver notato molti esperimenti che i ricercatori americani hanno già eseguiti e scartati. Ma dice inoltre che gli inglesi normalmente approfondiscono le loro ricerche in zone abbandonate dagli scienziati americani dopo aver fatto un buon lavoro iniziale. McMurtry è rimasto invece favorevolmente impressionato dal livello tecnico degli scienziati sovietici, incontrati al congresso di Parigi sull'elettronica, e dall'estensione del campo che coprono nel loro lavoro.

Scienziati dell'Istituto Lebedev di Mosca hanno parlato della generazione di onde viaggianti in lasers, del riscaldamento del plasma con lasers, di un « maser » ammoniaco con risonatore a disco, e di altri argomenti.

3 W

amplificatore BF a transistori

Nonostante i suoi relativamente pochi anni di vita, il transistor si è già dimostrato un ottimo componente elettronico: piccolo, robusto, esso consuma pochissima corrente, non produce eccessivo calore, ed ha un buon coefficiente di amplificazione. Appena comparsi sul mercato, i transistori di potenza, sono stati subito impiegati nello stadio finale di amplificatori con potenza di uscita fino a 25 W e più. Ma qui abbiamo notato l'insorgere di problemi sconosciuti al progettista di analoghi amplificatori a valvole. Quali sono questi problemi? Innanzitutto, il problema dell'alimentazione; gli svariati ampere che l'alimentazione deve fornire, il problema dell'adattamento delle varie sorgenti, (microfoni, pick-up) in genere ad alta impedenza, con l'ingresso del transistor, che notoriamente, è a bassa impedenza; ed infine il problema economico dei transistori di potenza i quali indubbiamente hanno un prezzo superiore a quello delle valvole aventi la stessa potenza di uscita.

Nell'amplificatore che ci accingiamo a descrivere, pensiamo di aver risolto brillantemente questi problemi.

L'alimentazione

L'alimentazione con batterie di un apparecchio con potenza di uscita maggiore di 1 W è senz'altro antieconomica. Un accumulatore di corrente di una certa capacità non sempre è disponibile; poi c'è il problema della ricarica. Si deve pertanto concludere che l'alimentazione dalla rete-luce rimane ancora quella più economica. Qui però si incontra il problema dell'eliminazione del ronzo che presenta effettivamente alcune difficoltà quando lo stadio finale in controfase viene pilotato al massimo. Una resistenza di filtro ha l'inconveniente di produrre ai suoi capi una considerevole caduta di tensione. Noi abbiamo usato un'impedenza (D_r) con filo di diametro notevole e quindi con bassa resistenza alla corrente continua. I condensatori di carica e di spianamento devono avere un valore elevato.

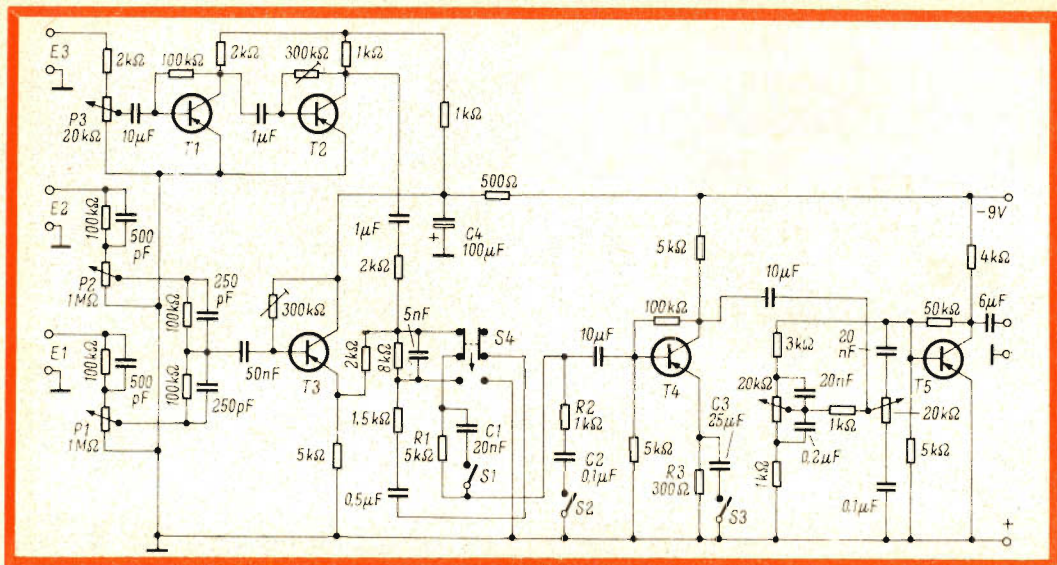


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore-mescolatore; due ingressi sono ad alta impedenza (E1 e E2), il terzo è a bassa impedenza (E3). L'alimentazione è fatta con normali batterie da 4,5 V ciascuna.

La tensione di alimentazione dei collettori dei due transistori finali viene prelevata dal condensatore di carica (500 μ F); l'eventuale alternata residua (hum) che viene a sovrapporsi al segnale di uscita viene automaticamente eliminata nell'avvolgimento primario del trasformatore dello stadio finale in controfase.

La tensione di alimentazione dello stadio pilota e dello stadio preamplificatore viene fornita esente da ronzio dall'emettitore del transistor T_{10} .

La tensione di alimentazione è stata abbassata al valore di 8 V per il fatto che i transistori impiegati ammettono una tensione di 16 V. Quando infatti un transistoro lavora in uno stadio dove è presente un trasformatore la sua tensione di alimentazione deve essere la metà della tensione di punta del collettore.

Questo amplificatore può essere alimentato anche da un accumulatore per auto; naturalmente deve essere escluso in questo caso il circuito raddrizzatore.

L'amplificatore-mescolatore

L'ingresso è previsto per due sorgenti di tensione con impedenza elevata (E1 e

E2) e per una sorgente a bassa impedenza E3 (fig. 1). I potenziometri P1 e P2 sono seguiti da uno stadio con collettore comune (T3) che, com'è noto, funziona da trasformatore di impedenza. Esso infatti è in grado di adattare, senza perdite di potenza, una sorgente di tensione con resistenza interna elevata, come potrebbe essere un pick-up a cristallo, all'ingresso a bassa impedenza del transistoro. La compensazione lungo la banda delle frequenze da amplificare è effettuata mediante gruppi RC. L'ingresso E3 è a bassa impedenza; l'amplificazione è effettuata da due stadi ed è sufficiente per qualsiasi tipo di microfono.

I transistori T4 e T5 servono a compensare la perdita di amplificazione di potenza che ha luogo nella rete per la regolazione della tonalità; quest'ultimo circuito è in tutto identico a quello usato in un analogo amplificatore a valvole; l'unica differenza è che è stato dimensionato per un ingresso a bassa resistenza.

Con gli interruttori S1 e S2 si possono ulteriormente esaltare i toni alti e quelli bassi. In particolare, l'interruttore S1 mette in parallelo alla resistenza R1 il condensatore C1 (esaltazione dei toni alti)

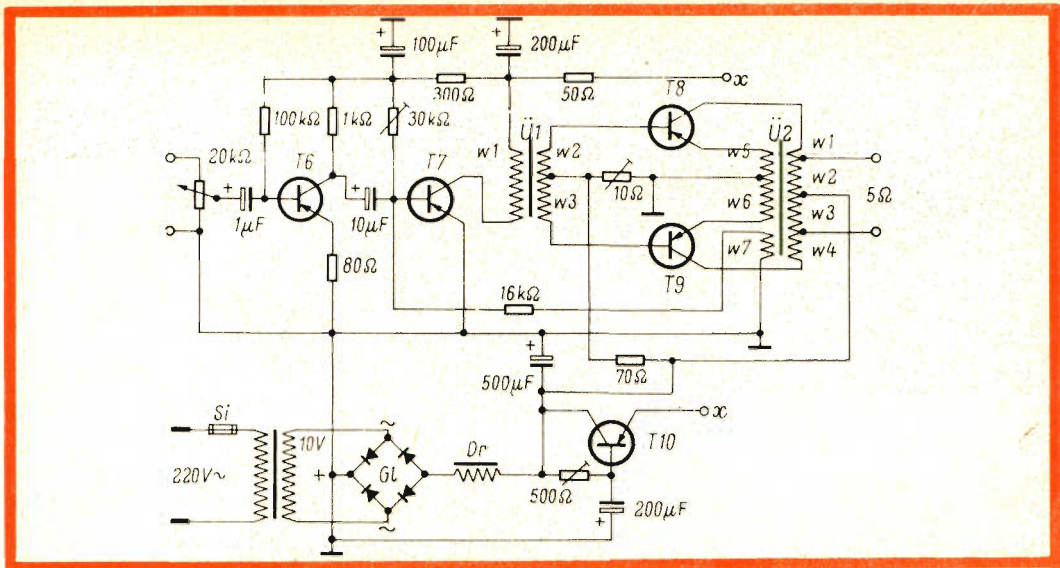


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore finale con 3 W di uscita.

MATERIALE OCCORRENTE

Trasformatore di rete:

primario 220 V
secondario 10 V/2 A

Raddrizzatore:

circuito a ponte, tipo da 10 V/2 A

Impedenza (Dr):

50 spire circa, filo di rame smaltato da 1 mm
su nucleo M 42 o più grande

Trasformatore U1:

W1 = 400 spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm
W2=W3=100 spire, filo rame smaltato da 0,2 mm
Nucleo M 55 con traferro

Trasformatore U2:

W1 = W2 = W3 = W4 = 50 spire, filo di
rame smaltato da 0,8 mm; W5 = W6 = 15
spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm;
W7 = 100 spire, filo di rame smaltato da 0,2 mm
Nucleo M 55 senza traferro

Questi dati non sono critici e possono variare a
seconda del materiale impiegato.

Transistori:

T1, T2, T3, T4, T5, T6 = TF 65 (Siemens)
oppure OC 65, OC 71, OC 75, OC 57 (Philips)
T7 = TF 78 oppure OC 80 (Philips)
T8, T9, T10 = TF 80 oppure OC 26, OC 30 (Philips)

mentre l'interruttore S2 collega tra massa e la resistenza R2 il condensatore C2 (esaltazione dei toni bassi). In entrambi i casi vale la regola: quanto più grande è la capacità del condensatore tanto più bassa è la frequenza in corrispondenza della quale si verifica l'esaltazione.

L'interruttore S3 mette in parallelo alla resistenza di emettitore R3 il condensatore C3 producendo quell'effetto prodotto nei radioricevitori dal tasto di « solo ». Comunque, è un effetto relativo dato che le armoniche di un dato strumento si estendono per un esteso tratto della

banda di risposta. Infine, con l'interruttore S4 si abbassa il volume e si esaltano contemporaneamente gli alti e i bassi.

L'amplificatore-mescolatore ha una sua propria alimentazione formata da due batterie normali da 4,5 V. Il consumo è così ridotto che le batterie possono durare dei mesi. Questo sistema di alimentazione ha due innegabili vantaggi: e cioè, indipendenza e assenza di ronzio. Il condensatore C4 serve solo per il disaccoppiamento.

Amplificatore finale

È in tutto convenzionale. La resistenza a coefficiente di temperatura negativo (NTC) non è necessaria se l'amplificatore non viene fatto funzionare in condizioni di temperatura estrema. All'ingresso dell'amplificatore si trova un potenziometro per la regolazione del volume.

Costruzione

È meglio cominciare la costruzione partendo dall'alimentatore, stadio finale, sta-

dio pilota, preamplificatore, ecc. Così si deve fare anche per l'amplificatore-mescolatore. L'amplificatore finale e l'alimentatore è conveniente che siano montati su di un chassis di alluminio. L'ingombro di queste due sezioni dipende dal volume dei materiali impiegati che uno ha a disposizione.

È possibile montare l'amplificatore finale sulla carcassa dello stesso altoparlante, mentre l'amplificatore-mescolatore può essere montato in un ingombro pari a quello di un pacchetto di sigarette.

A. Marucci

LA TECNICA DI REGISTRAZIONE AL SERVIZIO DEI CIECHI

La « Audio Book Library » di Berlino per i ciechi civili ed ex-militanti ha aperto un nuovo ufficio. Questo ufficio è attrezzato con le più moderne apparecchiature installate in una biblioteca acustica per ciechi nella Repubblica Federale Tedesca ed in Berlino Ovest.

Attualmente, la tecnica di registrazione su nastro sta diventando sempre più una vera e propria benedizione per i ciechi, e sta letteralmente rivoluzionando la loro vita quotidiana. Un tempo, la radio costituiva l'unica fonte di ricreazione per molti ciechi — in particolare per coloro che avevano perso la vista ad una certa età. Al giorno d'oggi, i registratori a nastro stanno aumentando le possibilità di svago per questo tipo di minorati, i quali sono così in grado di usufruire sempre di più delle loro ore libere in modo più conforme ai loro desideri.

Più di 700 libri — romanzi, storie, trattati scientifici, libri vari, ecc. — sono elencati nella raccolta della « Audio Book Library » di Berlino. I suddetti libri sono stati letti da annunciatori della radio e da attori, e sono stati registrati su nastro, per essere poi varie volte duplicati, ed inviati per scambi con altre biblioteche, e per essere dati in prestito ai ciechi. Nel loro domicilio, i ciechi hanno così la possibilità di seguire le opere letterarie dal nastro: ad esempio, l'opera « The Buddenbrooks », di Thomas Mann, che ha una durata di 19 ore; « Via col Vento », il maggior successo di Margaret Mitchell, che dura 44 ore, oppure il libro di Hemingway « Il vecchio e il mare », la cui lettura dura 2 ore. L'ufficio della « Audio Library » per ciechi di Berlino è attrezzato con le apparecchiature più moderne. La sala di registrazione, il banco di controllo, e gli stessi registratori, sono adeguati ai più recenti progressi della tecnica.

Entrando nella sala di registrazione, sembra di entrare in un moderno auditorio per trasmissione. Le pareti, il soffitto, ed i pavimenti sono stati ricoperti con pannelli che assorbono il rumore. Il lettore, che effettua le registrazioni, ha a sua disposizione quasi tutte le attrezzature tecniche che vengono solitamente messe a disposizione del suo collega in una emittente radiofonica. Nella stanza del tecnico del suono, è stato installato un moderno banco di controllo del tipo analogo a quelli usati negli studi di trasmissione, oltre a due registratori professionali Telefunken tipo « Magnetophon M5 » che vengono usati dalla maggior parte degli enti radiofonici tedeschi, ed a nove apparecchiature professionali più piccole, « Magnetophon 24 », che vengono usate per copiare le registrazioni, ed un giradischi.

In questo modo, i ciechi hanno la possibilità di godere della letteratura e della filosofia mondiale, per cui non si sentono più completamente al di fuori del mondo.

NEL MONDO DELL'ATOMO



IL NUCLEO ATOMICO

L'esperienza, quindi, non lasciò sussistere alcun dubbio sulla veridicità della concezione di Rutherford. Tutti gli atomi degli elementi sono costruiti secondo uno stesso modello generale; ogni atomo contiene un nucleo piccolissimo che porta tutta la carica positiva e quasi tutta la massa dell'atomo.

Poiché un atomo è, nel suo complesso, elettricamente neutro, esso deve contenere, oltre al nucleo, un numero di elettroni tale che la loro carica elettrica (negativa) complessiva sia eguale alla carica elettrica (positiva) portata dal nucleo; questi elettroni si trovano intorno al nucleo e, per così dire, lo proteggono da ciò che giunge dall'esterno salvo che dall'urto di particelle di altissima energia.

Per potere esprimere il valore della carica elettrica (positiva) del nucleo è necessario fissare una adatta unità di misura. Ebbene, poiché la carica elettrica di un elettrone è la più piccola quantità di elettricità che si conosca, la si assume, in fisica atomica, come unità di carica. E poiché, d'altra parte, la carica dell'elettrone è, come sappiamo, negativa, essa si indicherà con -1 ; e con $+1$ si indicherà l'unità di carica elettrica positiva che è eguale, a parte il segno, a quella dell'elettrone.

Quale è, allora, espressa in questa unità, la carica elettrica di un nucleo?

Già le esperienze di Geiger e Marsden avevano fornito una grossolana determinazione del valore di questa carica. E nello stesso anno (1913) van der Broek suggerì che la carica elettrica del nucleo dell'atomo

di un elemento (espresso nella unità precedentemente definita) ha un valore pari a quello che si chiama il "numero atomico Z " dell'elemento, cioè al numero d'ordine che l'elemento occupa nella Tabella di Mendeleev, nella quale, come sappiamo, gli elementi sono disposti in ordine di peso atomico crescente. Il nucleo di un atomo di idrogeno, quindi, deve avere una carica positiva il cui valore è di 1, il nucleo di elio una carica 2, ..., il nucleo di oro 79, ..., il nucleo di uranio 92 (cioè pari, rispettivamente, a 1, 2, 79, 92 volte il valore della carica elettrica di un elettrone).

Le esperienze di Moseley sugli spettri dei raggi X per prime confermarono pienamente questa idea la cui importanza e la cui portata vennero rapidamente riconosciute.

Così il numero atomico Z di un elemento, cioè quello che fino ad ora era stato semplicemente il numero che indicava la posizione dell'elemento nella Tabella Periodica, assunse un reale significato fisico: esso rappresenta, in unità « e », il valore della carica elettrica positiva del nucleo atomico dell'elemento. Scrisse Bohr: « Si può dire che questa interpretazione del numero atomico costituisca una tappa importante verso la soluzione di un problema che fu lungamente uno dei sogni più audaci degli scienziati: edificare una spiegazione delle leggi della natura su pure considerazioni di numeri ».

Dissi che il nucleo atomico occupa, al centro, soltanto una piccolissima parte dell'atomo. Infatti le esperienze di urto di Rutherford mostrarono che il raggio del nucleo è (per gli elementi più pesanti) dell'ordine

di 10^{-12} centimetri mentre, ricordiamo, il raggio di un atomo è dell'ordine di 10^{-8} centimetri. Il che vuol dire che mentre un atomo ha un diametro dell'ordine di un centomillesimo di centimetro, un nucleo occupa una regione il cui diametro è dell'ordine di qualche milionesimo di milionesimo di centimetro.

Per avere un'idea delle dimensioni relative dell'atomo e del suo nucleo, pensiamo di poter ingrandire un atomo fino a farlo diventare una sfera che abbia il diametro di un chilometro; il nucleo allora, sarà, nel centro di questa sfera, come una pallina di pochi centimetri di diametro.

Se ne conclude che un atomo (proprio come il sistema planetario) è una regione di spazio essenzialmente vuota.

IL MODELLO ATOMICO DI RUTHERFORD

Ecco, allora, quale fu il modello atomico che, nel 1911, fu proposto da Rutherford. Esso ha formato la base di tutti gli sviluppi della fisica atomica fino al 1925; e ancora oggi è considerato come una buona approssimazione della descrizione dell'atomo e conserva grande importanza non soltanto da un punto di vista storico e didattico ma anche perchè fornisce la base per un linguaggio che si mostra particolarmente comodo ed espressivo.

Secondo questo celebre modello, l'atomo si comporta come un sistema solare in miniatura: al centro si trova il nucleo, il sole di questo sistema, nel quale è concentrata quasi tutta la massa e tutta la carica positiva dell'atomo; e intorno al nucleo ruotano, su orbite ellittiche, gli elettroni, proprio come i pianeti ruotano intorno al Sole: infatti gli elettroni, che hanno carica elettrica negativa, sono attratti dal nucleo, positivo, con una forza elettrica che, come la forza gravitazionale che lega i pianeti al Sole, è inversamente proporzionale al quadrato della distanza.

Come il sistema planetario, anche un atomo è, in gran parte, vuoto; e come nel Sole è concentrata quasi tutta la massa del sistema planetario, così nel nucleo atomico è concentrata quasi tutta la massa dell'atomo. Ma, poi, hanno dimensioni diverse l'uno dall'altro, il nucleo atomico, invece, ha circa le stesse dimensioni di un elettrone e gli elettroni-pianeti sono tutti eguali tra loro.

Con il modello atomico di Rutherford la teoria atomica assunse, come fu detto, un aspetto grandioso e il problema della struttura dell'atomo sembrò praticamente risolto.

L'atomo di ognuno dei 92 elementi esistenti in natura è costituito da un nucleo centrale (nel quale è concentrata quasi tutta la massa e tutta la carica positiva dell'atomo) intorno al quale ruota un certo numero di elettroni; questo numero è tanto maggiore quanto maggiore è la carica elettrica del nucleo; precisamente aumenta di 1 quando, nella Tabella Periodica di Mendeleev, da un elemento si passa al successivo.

L'atomo di idrogeno, che è l'elemento più leggero, è costituito da un nucleo (che prende il nome di 'protone' dalla parola greca *protos* = primo) di carica $+1$ intorno al quale ruota un solo elettrone alla distanza (in condizioni normali) di circa 1 centomillesimo di centimetro. L'elemento più semplice, dopo l'idrogeno, è l'elio, il cui atomo è formato da un nucleo centrale, di carica $+2$, intorno al quale ruo-

tano due elettroni. Il peso atomico dell'elio è 4: ciò vuol dire che l'atomo di questo elemento è quattro volte più pesante dell'atomo di idrogeno, che è stato scelto come unità di misura.

Viene poi il litio, il cui atomo è formato da un nucleo di carica $+3$ intorno al quale ruotano 3 elettroni. E così di seguito, fino all'uranio, il più pesante degli elementi esistenti in natura, il cui atomo è costituito da un nucleo di carica $+92$ e intorno al quale ruotano 92 elettroni. In generale, l'atomo di un elemento il cui numero atomico sia Z è costituito da un nucleo di carica $+Z$ intorno al quale ruotano Z elettroni-satelliti; (sempre assumendo, come unità di carica, la carica di un elettrone).

Quindi, nella concezione atomica di Rutherford, la caratteristica fondamentale di un atomo è il valore della carica elettrica del suo nucleo, cioè il suo numero atomico; è questo valore che determina il numero degli elettroni-pianeti e, di conseguenza, le proprietà chimiche di quel particolare atomo.

Prima di proseguire vorremmo precisare una cosa. Abbiamo detto, poco fa, che ancora oggi si ritiene che l'ipotesi di Rutherford sulla struttura dell'atomo renda bene conto della realtà; ma non abbiamo detto che l'atomo di Rutherford rappresenta bene la realtà. E questo perchè questa rappresentazione di Rutherford, come altre rappresentazioni alle quali accenneremo in seguito, sono soltanto modelli utili per comprendere il comportamento degli atomi. Quando diciamo: « l'atomo è fatto come un minuscolo sistema planetario », non si deve intendere che realmente un atomo sia fatto così, ma piuttosto che i fenomeni di origine atomica che noi osserviamo si svolgono come se l'atomo fosse fatto come un piccolo sistema planetario.

FISICA ATOMICA E FISICA NUCLEARE

Secondo il modello atomico di Rutherford, le proprietà chimiche e fisiche di un atomo dipendono dal numero e dal movimento dei suoi elettroni planetari. E la ragione della grande stabilità degli elementi normali (cioè non radioattivi) è dovuta appunto al fatto che le ordinarie reazioni fisico-chimiche modificano soltanto i legami degli elettroni planetari dell'atomo senza raggiungere il nucleo.

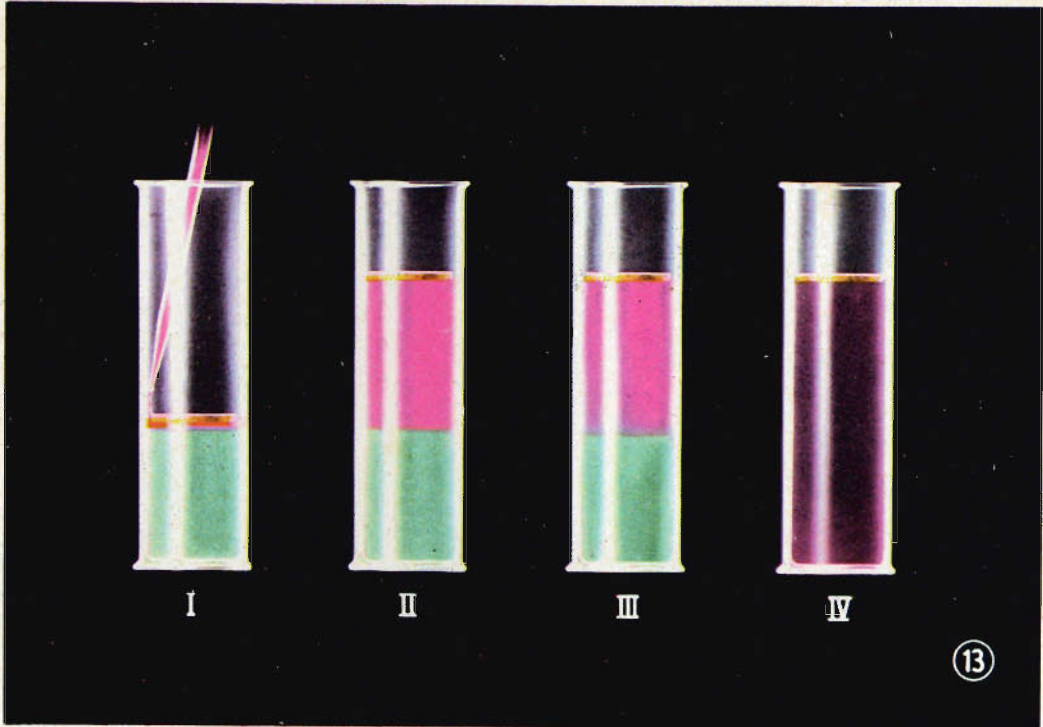
Invece le proprietà radioattive di un atomo (che sia radioattivo) sono insensibili al legame chimico, ai raggi X e a tutti gli agenti fisici (temperatura, pressione, scarica elettrica, ecc.) tranne all'urto di particelle o di radiazioni molto penetranti. Ciò mostra che le proprietà radioattive di un atomo hanno sede nel suo nucleo e che ad esse non contribuiscono gli elettroni planetari.

Si può, quindi, distinguere una 'fisica atomica' e una 'fisica nucleare'. Oggetto della fisica atomica è lo studio del comportamento degli elettroni planetari degli atomi; in questo studio il nucleo interviene soltanto come un corpuscolo unitario e di dimensioni trascurabili, caratterizzato solamente dai valori della sua massa e della sua carica elettrica positiva (cioè del suo numero atomico). La fisica atomica, quindi, prescinde completamente dalla conoscenza della struttura del nucleo che costituisce, invece, oggetto di studio della fisica nucleare.

Ci occuperemo nei prossimi numeri naturalmente, prima della fisica atomica ed entreremo poi nel più piccolo mondo nucleare.

IL DIODO A CRISTALLO

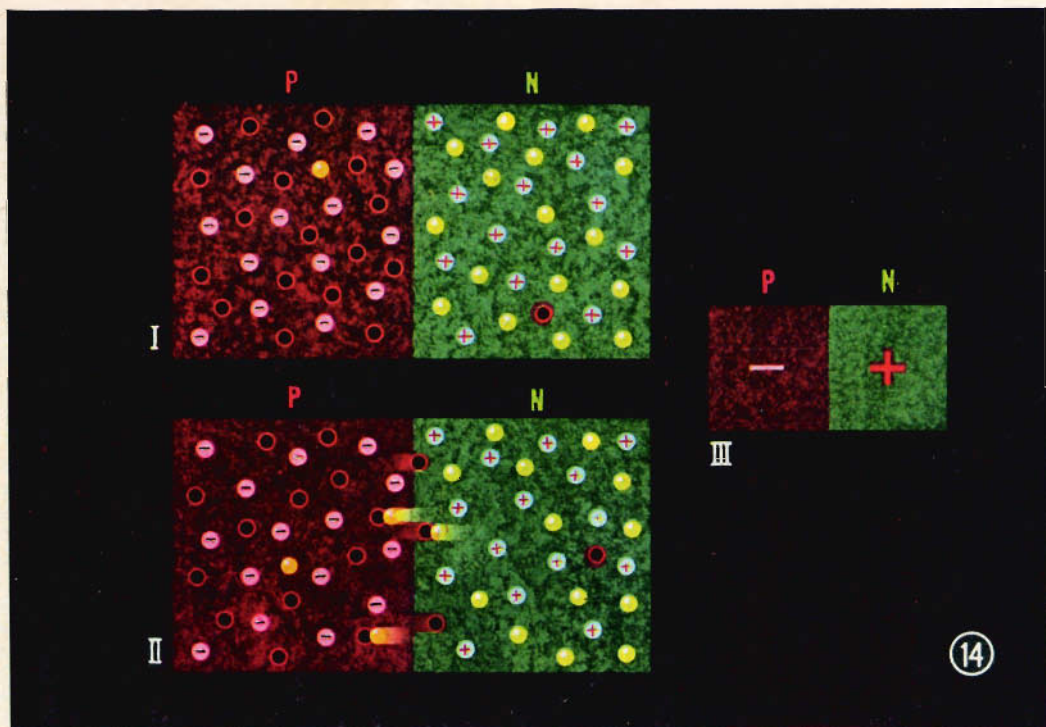
dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS"



13 DIFFUSIONE

Prima di esaminare i processi che si verificano alla giunzione $P-N$ riteniamo opportuno accennare anche ai fenomeni di diffusione, e per meglio illustrarli ricorriamo ad un semplice esempio, in cui si dimostra come le particelle mobili di dimensioni molecolari contenute nei corpi tendono a diffondersi uniformemente in essi. In una provetta di vetro contenente acqua e sulla cui superficie, per evitare turbolenze, si è posto un disco di sughero, si introduce molto lentamente dell'alcool contenente della fucsina (rosso d'anilina). In un primo momento l'alcool e l'acqua sono nettamente separati (fig. II). Dopo alcune ore si noterà che i confini tra i due fluidi non sono più così ben delimitati (fig. III), e ciò è dovuto all'agitazione termica delle molecole. Infatti fino a quando la distribuzione delle molecole della fucsina non è uniforme — cioè la sua concentrazione non è uniformemente distribuita in tutto il liquido — l'agitazione termica sposterà le molecole dalle zone ad alta concentrazione verso quelle a bassa concentrazione. Questo movimento delle molecole, provocato dalla loro agitazione termica è chiamato *diffusione* ed ha per obbiettivo di stabilire una concentrazione uniforme. Naturalmente la diffusione sarà più veloce in quelle zone in cui esiste una grande differenza di concentrazione. Anche quando la concentrazione della fucsina è uniformemente distribuita, i movimenti delle molecole continuano ma in una determinata sezione del liquido entreranno in un secondo tanto molecole quante sono quelle che ne escono, essendosi ormai raggiunta una situazione di equilibrio. Inoltre occorre notare che oltre alle molecole della fucsina si diffondono anche quelle dell'acqua e dell'alcool per cui il risultato finale del processo è un miscuglio omogeneo dei tre tipi di molecole.

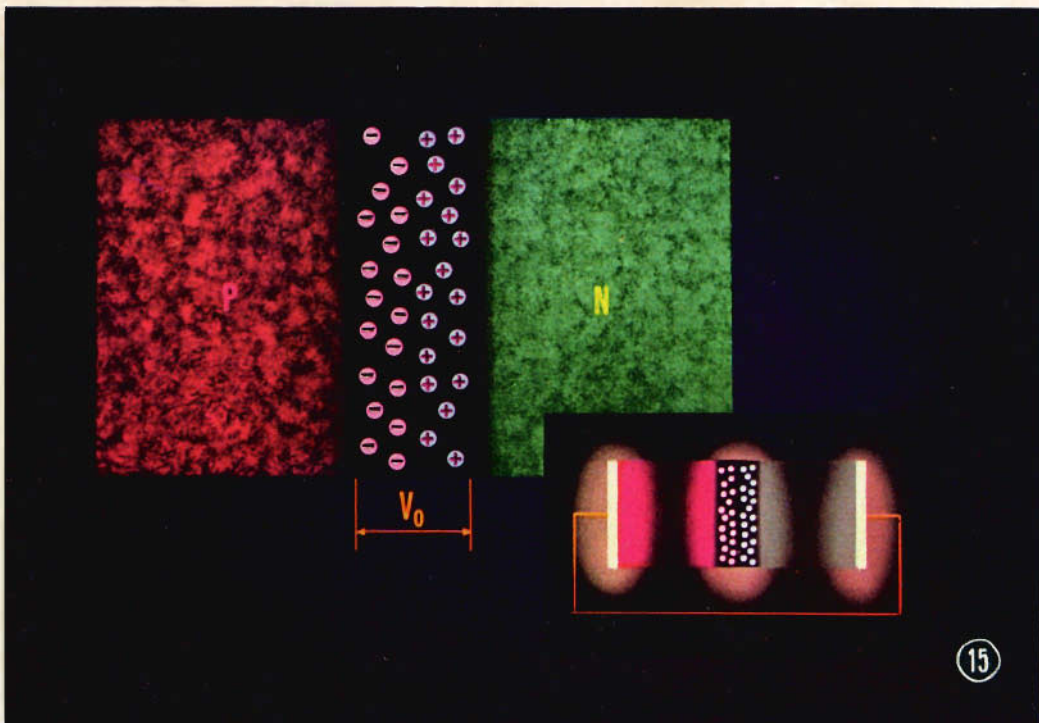
Come ora vedremo, la diffusione dei portatori minoritari determina l'intensità della corrente nel cristallo $P-N$. I fenomeni di diffusione avvengono qui, naturalmente, con velocità molto superiori essendo in gioco particelle di dimensioni enormemente inferiori.



14 POTENZIALE DI CONTATTO TRA LE ZONE N E P

La fig. I rappresenta un cristallo P-N. Le zone P ed N sono elettricamente neutre. Nella zona P infatti le cariche positive in eccesso (più buchi che elettroni) sono neutralizzate dagli accettori (ioni negativi) saldamente stabiliti nel reticolo cristallino. Ugualmente nella zona N l'eccesso di cariche negative è neutralizzato dai donatori (ioni positivi). La situazione qui descritta tuttavia, in realtà non si verifica perchè occorre tener conto dei fenomeni di diffusione, in conseguenza dei quali i buchi e gli elettroni tendono a distribuirsi uniformemente nell'interno del cristallo: i buchi provenienti dalla zona P si diffondono nella zona N per ricombinarsi con gli elettroni qui presenti mentre a loro volta gli elettroni provenienti dalla zona N si diffondono nella zona P per ricombinarsi con i buchi (fig. II). Poichè la zona P perde buchi ed acquista elettroni, viene ad assumere una carica negativa che continua ad aumentare per tutta la durata del processo di diffusione. La zona N, che perde elettroni ed acquista buchi, assume una eguale carica positiva. Tali cariche producono un campo elettrico diretto dalla zona positiva a quella negativa — vale a dire dalla zona N a quella P — che richiama buchi nella zona P ed elettroni nella zona N. Si può osservare a questo punto come la diffusione non raggiunga il suo principale obbiettivo che è poi quello di stabilire una concentrazione uniforme di buchi ed elettroni; essa infatti nel cristallo può continuare finchè il campo elettrico non raggiunge un valore tale per cui la sua azione equilibra quella esercitata dalla diffusione.

In conseguenza della presenza di questo campo elettrico la zona N si trova ad un potenziale maggiore di quello della zona P (fig. III). La differenza di potenziale tra le due zone nelle condizioni di equilibrio è denominata *potenziale di contatto* (o *potenziale di diffusione*).

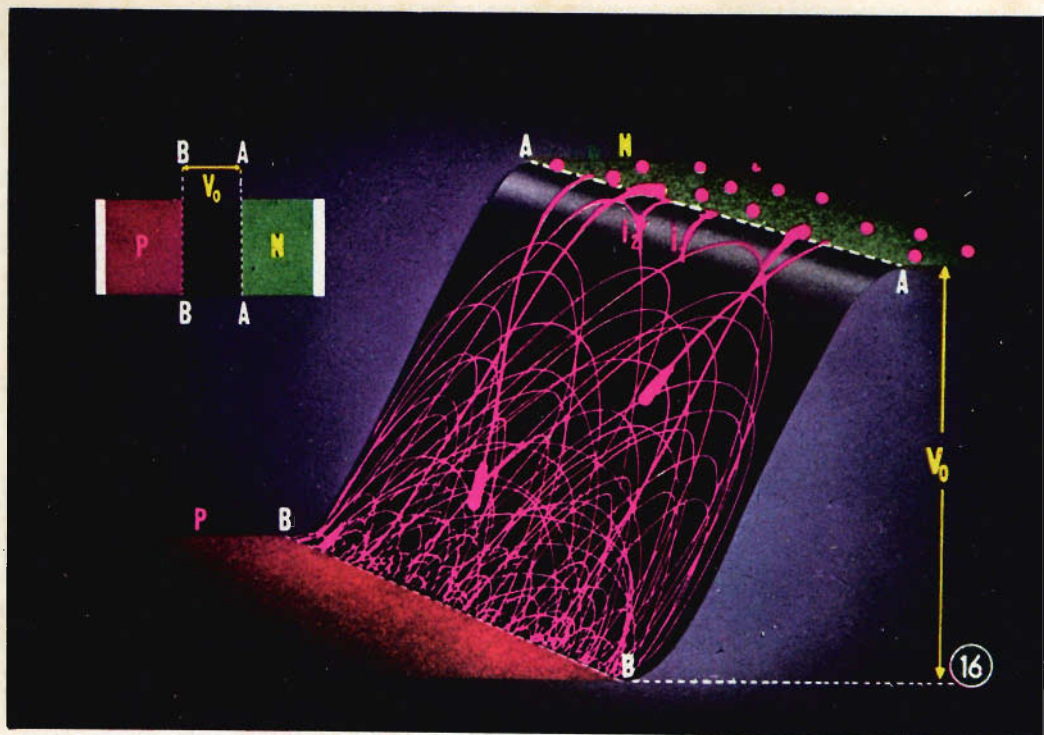


15 LA BARRIERA ALLA GIUNZIONE P-N

Le cariche che si sono diffuse nella zona *P* ed *N* si localizzano in due sottili strati a lato della giunzione *P-N* (fig. 15 in alto) e come abbiamo visto nella figura precedente tali cariche sono determinate da ioni, non neutralizzati da buchi o da elettroni liberi. Questi strati che hanno carica elettrica eguale ma di segno opposto formano il cosiddetto *doppio strato elettrico*. Esternamente a tale strato le cariche positive e negative neutralizzano i loro rispettivi campi elettrici cosicchè nelle zone *P* ed *N* l'intensità del campo è nulla. Ciò è dovuto al fatto che tali zone possono essere considerate buoni conduttori, per cui l'eventuale campo elettrico in esse localizzato si annullerebbe a causa della corrente determinata. (Si consideri il comportamento di un corpo metallico caricato elettricamente, in cui, sino a che nell'interno del metallo il campo elettrico è nullo, la carica si localizza alla superficie esterna). Il doppio strato elettrico è anche noto con il nome di *barriera* a causa dell'ostacolo che il campo elettrico costituisce per una ulteriore diffusione. Il potenziale di contatto (V_0) rappresenta « l'altezza » della barriera. (Per questa ragione è talvolta citato come *tensione di barriera*). (Nella figura la larghezza della barriera è notevolmente esagerata: in realtà essa è molto più sottile in rapporto alla larghezza delle zone *P* ed *N* e quindi in figura non potrebbe essere rappresentata nelle sue corrette proporzioni). L'esistenza di un potenziale di contatto non autorizza a considerare il cristallo come un generatore di tensione. Se infatti collegassimo la zona *P* (negativa) alla zona *N* (positiva) non fluirebbe corrente (figura in basso). Lungo il circuito così formato si trovano altri punti in cui esistono potenziali di contatto, (indicati con zone luminose) che tuttavia si annullano (ammesso che tutti i punti si trovino alla stessa temperatura) essendo la loro somma algebrica eguale a zero.

1.6 MODELLO RAPPRESENTANTE L'EQUILIBRIO DINAMICO ALLA BARRIERA

Il modello qui riportato è molto utile sia per una migliore comprensione di come si svolge il processo di rettificazione in un cristallo *P-N* sia perchè illustra (solo per i buchi) le condizioni di equilibrio dinamico alla barriera. I buchi sono rappresentati da particelle (sfere rosse) in disordinato movimento termico sulla superficie del modello. La zona inclinata tra il « piano inferiore » (zona *P*) e il « piano superiore » (zona *N*) rappresenta la barriera. La pendenza della barriera dipende dal potenziale di contatto V_0 , tra le zone *N* e *P* (vedi disegno piccolo).



Il piano inferiore è rosso per simboleggiare l'eccesso di buchi (portatori maggioritari) nella zona P , mentre il colore verde del piano superiore indica l'eccesso di elettroni (portatori maggioritari) nella zona N . I portatori maggioritari non sono stati rappresentati nelle loro zone come singole particelle: nella zona N , invece, per necessità di studio è stata indicata (con sfere rosse) la concentrazione di buchi (portatori minoritari). È sottinteso che le zone P e N si estendono molto al di là delle porzioni rappresentate. Tra i buchi della zona N ve ne sarà qualcuno che durante il suo disordinato cammino, accidentalmente, penetra nella barriera; vale a dire raggiunge il piano inclinato, scivola verso il basso (sotto l'influenza del campo) e raggiunge il piano inferiore: due di tali buchi sono rappresentati in figura. L'insieme di questi buchi dà origine alla corrente indicata con la freccia i_2 .

Concludendo possiamo dire che, apparentemente, il numero di buchi che si muovono in un secondo dal piano superiore non dipende dalla *differenza di livello* tra i due piani.

Diversa è la situazione per i buchi che percorrono il piano inclinato in direzione opposta. Sul piano inferiore vi è un gran numero di buchi (portatori maggioritari), per cui vi sono molte probabilità che una buona parte di essi penetri nella barriera ed avanzi lungo il piano inclinato (vincendo per diffusione l'azione contraria esercitata dal campo elettrico). Ma solo un limitato numero di essi possiede una velocità sufficiente per raggiungere il piano superiore (le leggi sull'agitazione termica stabiliscono che il numero di particelle aventi una data velocità diminuisce con l'aumentare del valore assoluto): *maggiore è la pendenza*, minore è il numero di buchi che riesce a superarla.

Le traiettorie sulla barriera rappresentano la distribuzione dei movimenti dei buchi. L'altezza della barriera (potenziale di contatto) si autoregola al valore di equilibrio: cioè la pendenza è tale che, in media, la quantità di buchi viaggianti dal basso verso l'alto (che determina la corrente i_1) è uguale a quella viaggiante in senso opposto (corrente i_2).

In tali condizioni abbiamo il così detto equilibrio dinamico: vale a dire la somma algebrica delle due correnti è nulla. Se l'altezza della barriera si sposta dal suo valore di equilibrio abbiamo invece uno spostamento di cariche che modifica la differenza di potenziale (cioè l'altezza della barriera) fino a quando viene raggiunto di nuovo uno stato di equilibrio. Non è, purtroppo possibile illustrare sul modello tutto il fenomeno descritto.

Ciò che è stato detto per i buchi vale anche per gli elettroni. L'equilibrio dinamico è ottenuto esattamente in corrispondenza della stessa differenza di potenziale sia per i buchi che per gli elettroni: sarebbe tuttavia troppo lungo dimostrare qui la validità di questa ultima affermazione.

(continua)



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

RELAIS ELETTRONICO A RITARDO

(Da « Electronic Engineering » novembre 1963)

Esistono vari modi per ottenere lo scatto ritardato di un relais, fra i quali ricordiamo l'impiego di un diodo o di un condensatore in parallelo sull'avvolgimento di eccitazione, di un dispositivo di sfasamento, ecc. Ma qualunque sia il sistema adottato, il ritardo non è mai superiore a 150 msec., anche se l'avvolgimento ha una resistenza di 200 Ω .

Per contro accade sovente, specialmente nei relais comandati a distanza, di aver bisogno di prolungare il ritardo al di sopra di 150 msec., anche nel caso in cui il relais presenti un basso valore resistivo.

Non essendo possibile risolvere il problema con i sistemi accennati, si è scelta la sicura via elettronica. Lo schema di principio è visibile in fig. 1; in esso osserveremo che il relais si trova shuntato da un transistor collegato in serie con una batteria.

Durante il tempo in cui la corrente attraversa il relais, il transistor è polarizzato in modo da bloccare la corrente. Dal momento in cui viene interrotta la corrente della batteria che eccita il relais, il transistor ritorna conduttore e consente alla sorgente ausiliaria di energia di scorrere

nell'avvolgimento di eccitazione, mantenendo attratta l'ancoretta del relais.

Con il concorso di un circuito a costante di tempo, collegato al transistor, si può determinare la durata di tempo in cui il relais resta sotto eccitazione e si possono così ottenere ritardi dell'ordine di 1 o 2 secondi.

In pratica si può incontrare qualche difficoltà per la necessità di una sorgente di alimentazione supplementare. Tuttavia, nella maggior parte dei casi, e a condizione di non richiedere un ritardo superiore a 0,4 sec., è assai facile aggirare l'ostacolo.

La fig. 2 mostra come si può ovviare alla necessità di ricorrere ad una sorgente esterna di eccitazione. Il relais impiegato è un tipo con eccitazione da 50 Ω che richiede 35 mA per chiudersi e che cessa

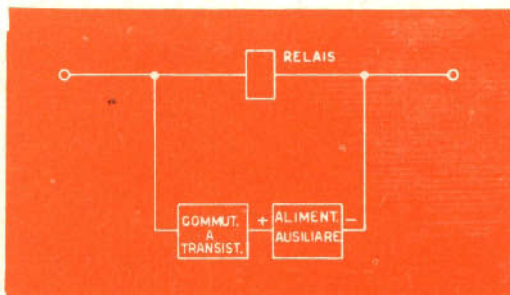
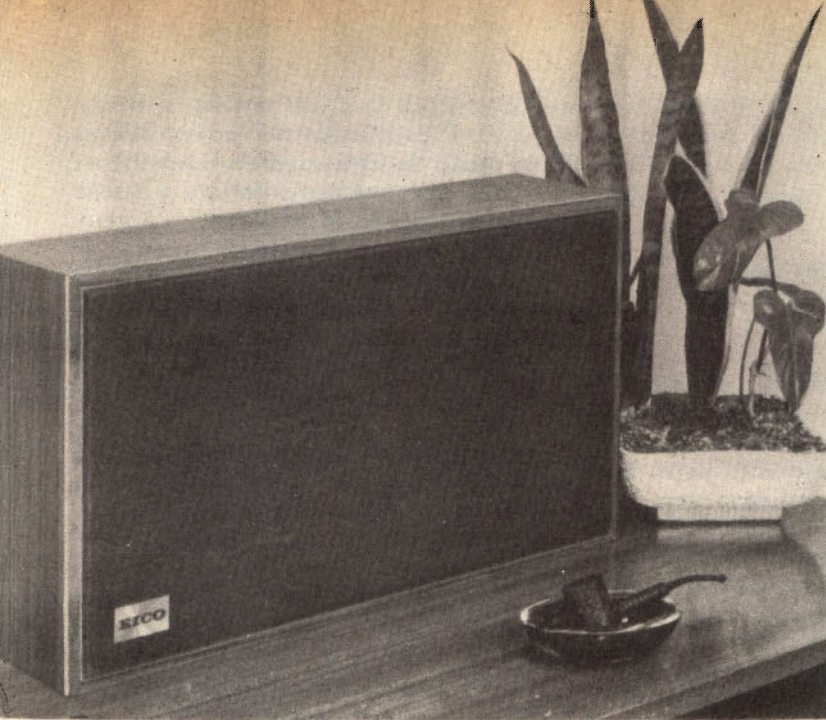


Fig. 1 - Schema a blocchi del relais elettronico a ritardo.



MOBILE ACUSTICO "EICO,, mod. HFS-6

3 GAMME SONORE 3 COMPLESSI RIPRODUTTORI

CARATTERISTICHE TECNICHE

3 riproduttori « Woofer » da 25 cm, magnete in lega ceramica da 350 grammi, frequenza di risonanza uguale a 30 Hz - Altoparlante per le note medie da 21,5 cm con cono interno smorzatore - « Tweeter » con radiatore a cupola.

« **Crossovers** » - Passa-alto (≥ 600 Hz) realizzato con circuito LC, per alimentare l'altoparlante, da 21,5 cm - Passa-alto (≥ 4000 Hz) realizzato con un ponte capacitivo, per alimentare il « Tweeter ».

Comandi - Attenuatore delle note alte per adattare la riproduzione alla risonanza dell'ambiente.

Gamma di frequenza riproducibile - Da 50 a 20.000 Hz.

Cassa acustica - Ad apertura posteriore variabile per appiattare il picco di impedenza alla risonanza fondamentale.

Potenza di dissipazione - 25 Watt (per « pieni » orchestrali sino a 40 W).

Rendimento elettro acustico - Normale. Può essere pilotato da un amplificatore da 10 W.

Impedenza - 8 ohm.

Dimensioni d'ingombro - cm. 33x59x14,5. **Peso** - circa 11,3 Kg.

Il modello HFS6 per le sue caratteristiche è il riproduttore acustico per alta fedeltà più venduto in America.

Z/628 - MONTATO - PREZZO NETTO LIRE 93.000

SM/318 - SCATOLA DI MONTAGGIO - PREZZO NETTO LIRE 70.000



La stabilità in temperatura è ottenuta riportando il collegamento di base del transistor ad una sorgente di polarizzazione inversa (VB) dell'ordine di 0,3 V.

POTENZIOMETRO DI POSIZIONE COMANDATO A DISTANZA DA UN ALTRO POTENZIOMETRO

L'organo motore destinato ad imprimere gli spostamenti all'asse del potenziometro comandato può essere sia un piccolo motore, come una elettrocalamita. I due thyatron Th1 e Th2 pilotano uno in un senso e il secondo in un altro, alimentando rispettivamente i due carichi induttivi di L1 e L2, shuntati da due diodi di recupero D4 e D5 (fig. 1).

La tens. media su L1 sarà:
$$U_M = \frac{U_{\max}}{\varphi}$$

U massima essendo la tensione di cresta della rete di alimentazione. Le correnti medie di D5, Th1 e Th2 sono eguali alla metà delle correnti medie di L1 ed L2. I due potenziometri sono alimentati con corrente alternata e la tensione fra i due cursori presenterà una differenza nulla in fase o in

opposizione di fase con la rete. Il transistor T1 è polarizzato dal potenziometro R2 in modo da determinare sull'emettitore di 1 UJT una tensione inferiore a quella d'innescò. Quando la tensione U_e è zero, il sistema si trova in stato di riposo.

Quando la tensione V_e raggiunge un certo valore, il transistor T1, durante un'alternanza, abbassa la tensione dell'emettitore di T1, e, durante l'alternanza seguente permetterà a T2 di oltrepassare il punto d'innescò.

Il transistor a monogiunzione UJT produrrà quindi, durante questa seconda alternanza, degli impulsi che innescheranno i due thyatron, i cui anodi sono di conseguenza divenuti positivi.

Il circuito di regolazione è alimentato da una tensione stabilizzata mediante lo Zener Z1 e lo Zener Z2. Il diodo D2 introduce una compensazione in temperatura della variazione della tensione del transistor T1.

Materiale occorrente

$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 390 \Omega - 2 \text{ W}$;
 $R_4 = 650 \Omega - 2 \text{ W}$; $R_5 = 470 \Omega$; $R_6 = 2,7 \text{ k}\Omega$; $R_7 = 330 \Omega$; $R_8 = R_9 = 1,8 \text{ k}\Omega$

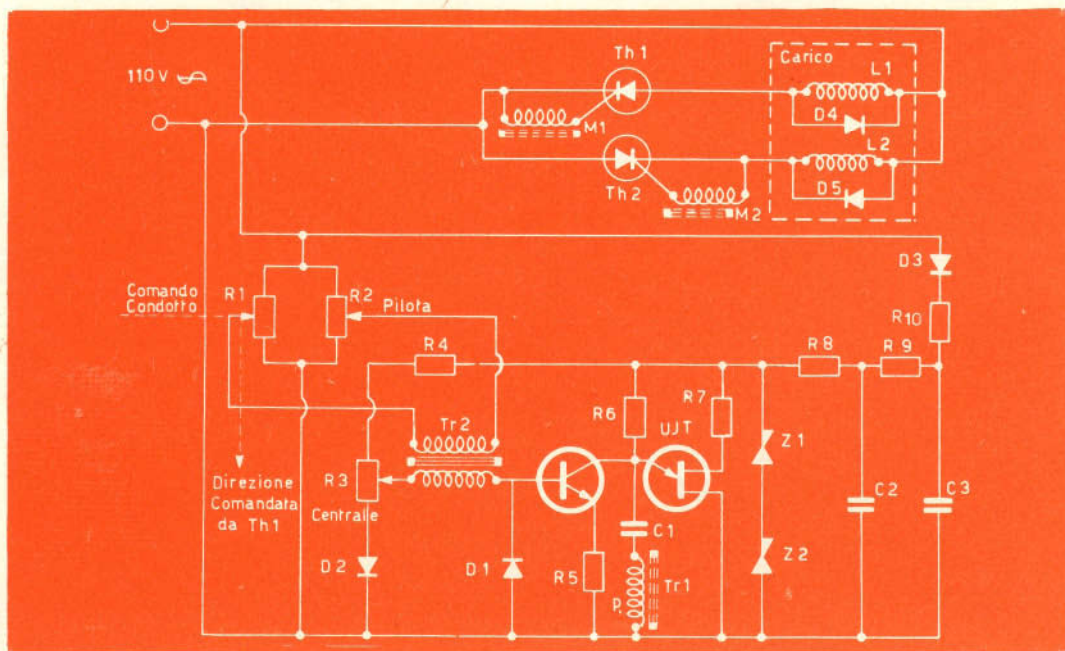


Fig. 1 - Schema completo del potenziometro di posizione comandato a distanza da un altro.

- 5 W; $R_{10} = 10 \Omega$ - 2 W; UJT =
 = 2N1671; $T_1 = 2N338$; $Z_1 = Z_2 =$
 = 16Z4; $D_1 = D_2 = 10J2$ o $62J2$; $D_3 =$
 = 15J2; $D_4 = D_5 = 14J2$ o $14R2$.

DIVISORE DI FREQUENZA A TRANSISTORI PER TUBO A RAGGI CATODICI

(Da « Electrical Engineering » ottobre 1963)

Data la sua possibilità di funzionare alla frequenza di 1 MHz il tubo contatore a catodo freddo EZ 10-B costituisce l'elemento base del circuito che stiamo descrivendo e che è un dividente di frequenza a transistori il cui limite superiore di utilizzazione è situato a circa 700 kHz.

L'apparecchio, raffigurato nello schema di fig. 1, richiede per innescarsi, degli impulsi di ampiezza eguale o superiore a 4 V aventi una larghezza minima di 0,2 μ s.

Questi impulsi, che devono essere di polarità negativa, vengono applicati, tramite un condensatore da 5000 pF, alla base del transistor T1 (2N641 o AF115) e, prelevati dai capi della resistenza del collettore dello stesso transistor, vengono poi trasmessi alla base di T2 (2SA78 o

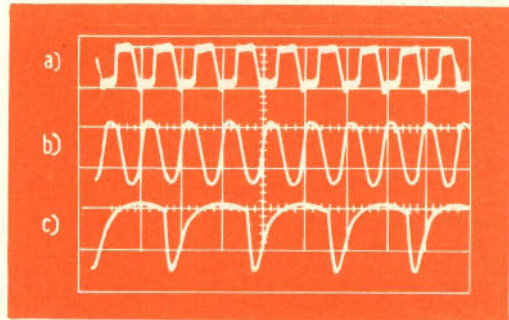


Fig. 2 - Forma, ampiezza o fase dei segnali prelevati su diversi punti del circuito.

ASZ20), che normalmente si trova in stato di interdizione.

Il circuito del collettore di T2 viene caricato dal primario di un trasformatore generatore d'impulsi. Gli impulsi sono prelevabili dai capi dell'avvolgimento secondario superiore e la loro ampiezza è di circa 130 V, tensione più che sufficiente per l'eccitazione del tubo EZ 10-B. Facciamo osservare che le capacità parassite del tubo risultano compensate dalle tensioni dell'avvolgimento secondario superiore, tensioni che vengono inviate sull'ultimo

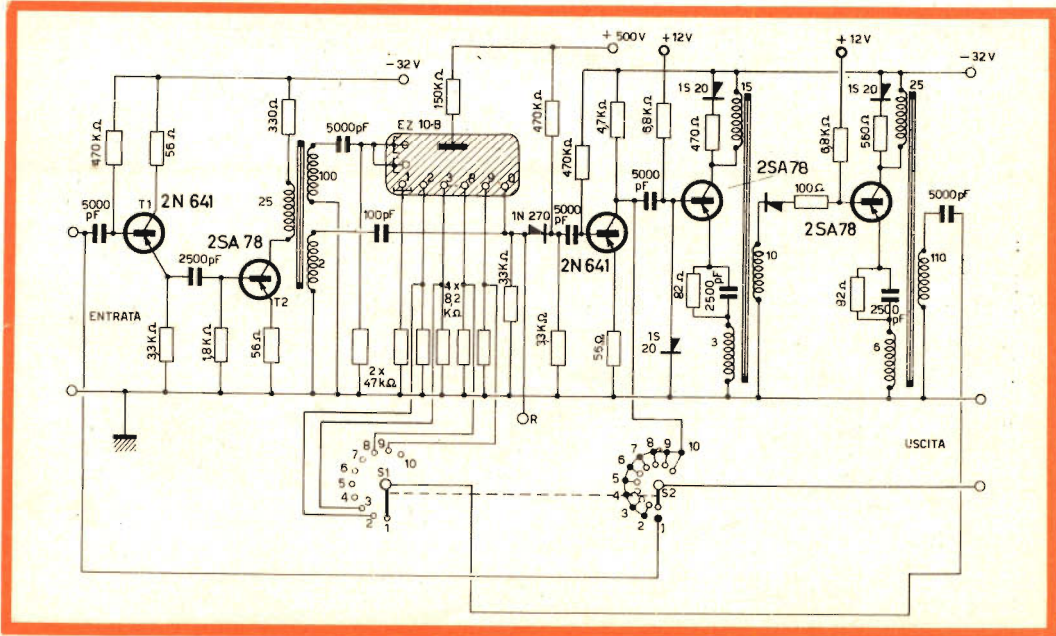


Fig. 1 - Schema elettrico completo del dividente di frequenza.

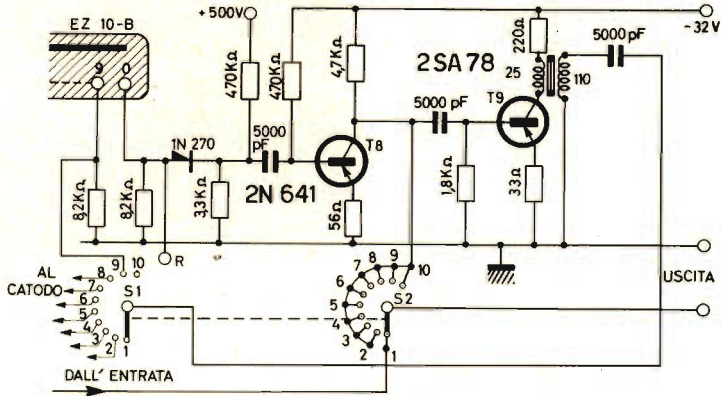


Fig. 3 - Variante semplificata per frequenza di conteggio fino a 400 kHz.

elettrodo del tubo attraverso il condensatore C di 100 pF.

Gli oscillogrammi riprodotti in fig. 2 mostrano la forma, la fase e l'ampiezza dei segnali prelevati in alcuni punti del circuito. In a) si ha l'impulso di innesco (5 V/cm) applicato all'entrata; in b) sono i segnali (100 V/cm) sul catodo del tubo EZ 10-B; infine in c) si osservano gli impulsi (100 V/cm) disponibili sul catodo principale del tubo contatore.

Mentre i diversi catodi intermediari del

tubo EZ 10-B sono collegati a massa attraverso la resistenza da 8,2 kΩ, del catodo principale (n° 0) sono prelevati gli impulsi destinati a pilotare il resto del circuito.

Segnaliamo che questi impulsi, di polarità positiva, hanno un'ampiezza di 5 V di cresta. Essi vengono alla base del transistor T3 (2N641 o AF115) il quale produce nel suo circuito di collettore, degli impulsi negativi di 15 V.

Sono questi stessi impulsi che vengono usati per eccitare l'oscillatore bloccato (T4),

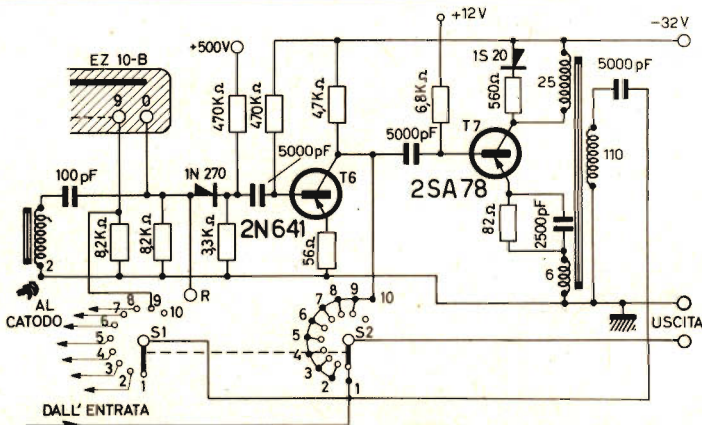


Fig. 4 - Con questo schema la massima frequenza è limitata a 100 kHz.

all'uscita del quale si ottengono degli impulsi negativi di brevissima durata (0,2 μ s) e di 12 V di ampiezza.

L'oscillatore bloccato T4 (2SA78 o ASZ20) libera un secondo oscillatore bloccato (T5) la cui funzione è quella di fornire impulsi d'ampiezza sufficiente per mettere in ciclo il tubo EZ 10-B. Si osservi che i segnali presenti sul secondario del trasformatore, collegato con T5, vengono, trasmessi tramite S1, agli elettrodi del tubo contatore.

È ad S1 che si deve la variazione della divisione di frequenza (nel rapporto da 2/1 a 10/1). Non è possibile ottenere allo stesso modo la divisione nel rapporto 1/1 poichè in questo caso il limite superiore di dissipazione di T5 sarebbe sorpassato. Volendo usufruire di questo rapporto, bisogna applicare direttamente gli impulsi di sganciamento, presenti all'entrata del circuito, direttamente allo stadio seguente, valendosi del commutatore S1.

Nella fig. 3 è rappresentata una variante dello schema di fig. 1, più semplice di quest'ultimo, ma con una massima frequenza di conteggio di 400 kHz. I circuiti di entrata sono in tutto conformi a quelli di fig. 1; per il resto osserviamo che il primo oscillatore bloccato non è necessario, essendo sufficiente il secondo (T7), che viene innescato dagli impulsi prelevati dal circuito del collettore di T6.

Un'altra variante è ancora possibile (figura 4) se la frequenza del contatore non deve superare 100 kHz. I relativi circuiti risultano ulteriormente semplificati: il transistor T3 è usato per fornire i segnali negativi necessari per avviare il transistor T9, il cui collettore è caricato da un trasformatore generatore d'impulsi.

APPARECCHIO BILANCIATORE PER I CANALI STEREOFONICI

(Da « Wireless World » ottobre 1963)

Non è facile ottenere la perfetta regolazione di due canali stereofonici valendosi esclusivamente del metodo auditivo. La rivista inglese citata consiglia allo scopo un apparecchio che interesserà i più esigenti appassionati di stereofonia.

Il principio informativo su cui è basato lo strumento è assai semplice: un segnale « bianco » viene iniettato nell'uno o nell'altro canale del sistema stereofonico; il suono del canale corrispondente viene captato da un microfono non direzionale connesso, tramite un amplificatore intermedio, con uno strumento di misura. Quindi ciascun canale viene regolato finchè da entrambi non si ottiene una stessa lettura. Manovrando i comandi della tonalità si può confrontare la risposta alle varie frequenze, sia degli amplificatori che degli altoparlanti.

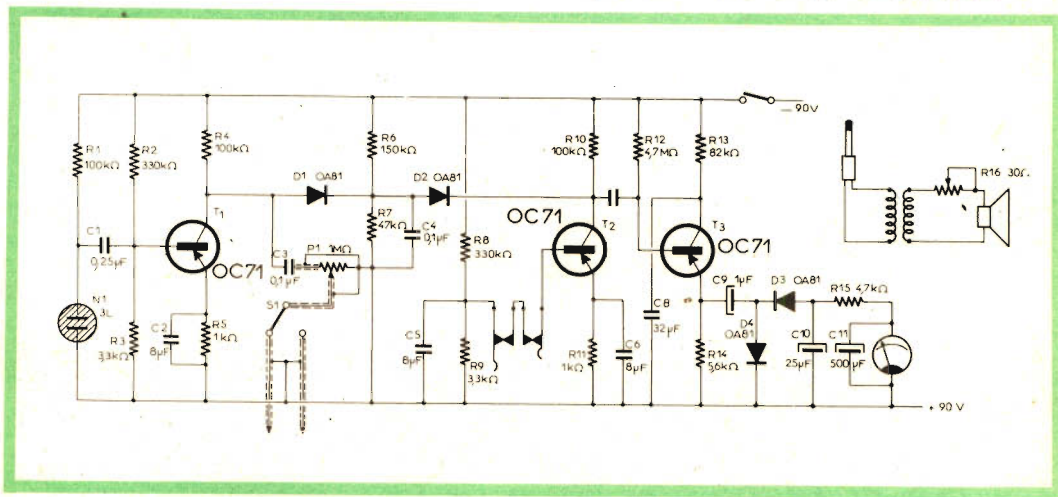


Fig. 1 Schema elettrico dell'apparecchio bilanciante per i canali stereofonici.

Come si vede, il metodo implica l'impiego di un segnale ottenuto da una lampada al neon tipo 3L (Hivac), invece di una semplice frequenza, per evitare che i risultati possano venire falsati dalle onde stazionarie. La lampada al neon funziona con 90 V.

L'ampiezza del segnale è sfortunatamente bassa (1 mV circa), ciò che richiede una buona amplificazione prima che il segnale stesso possa essere inviato all'ingresso dei due canali del sistema stereofonico. Un solo stadio costituito da un transistor con carico elevato sul collettore è però sufficiente per portarlo a circa 50 mV. L'impiego della batteria a 90 V esige delle precauzioni ed è stato quindi previsto un circuito di protezione costituito dal diodo D1 e dalle resistenze R6, R7. La tensione sull'anodo di D1 è leggermente più bassa della massima tensione ammessa per i transistori.

Il « segnale bianco », prelevato dal circuito del collettore di T1, viene trasmesso all'entrata degli amplificatori stereofonici, tramite il condensatore C3.

Il potenziometro P1 consente di regolare il livello d'uscita, mentre con il commutatore S1 si può passare da un canale all'altro.

I segnali provenienti dal microfono raggiungono la base di T2 e vengono trasferiti, attraverso uno stadio adattatore d'impedenza, ad un microamperometro preceduto da un raddrizzatore duplicatore di tensione. Questo sistema è stato preferito al ponte a causa della sua minore sensibilità alle variazioni brusche.

Per contro, lo strumento deve avere la sensibilità di 50 μ A a fondo scala.

Il microfono è un semplice altoparlante montato entro una scatola di legno. È necessario avvolgere il tubo al neon con gomma spugnosa per renderlo antimicrofonico.

La batteria eroga soltanto 4 mA. Se la tensione differisce sensibilmente da 9 V sui collettori dei transistori (misurare con voltmetro 20.000 Ω /V), le resistenze R3 ed R9 devono essere corrette.

I. Andreini

I capi delle industrie elettroniche e aereospaziali hanno constatato una parte del « risveglio scientifico » che speravano avrebbe seguito l'installazione a Houston del Centro NASA per veicoli spaziali equipaggiati.

Il centro per le ricerche scientifiche (SRC) a Dallas ha iniziato un programma ambizioso: le università della zona hanno cominciato ad organizzare corsi per l'addestramento e la ricerca spaziale, mentre a Houston è stato aperto un fondo per la costruzione di un centro per la raccolta di dati tecnici che costerà 250.000 dollari e che sarà a disposizione degli scienziati e degli ingegneri della zona. SRC è la nuova denominazione del Graduate Research Center del Sud-Ovest. I suoi sostenitori hanno incontrato delle difficoltà nell'avviamento del Centro ma ora la NASA ha dato il suo appoggio con un contratto di 1 milione e mezzo di dollari per esperimenti spaziali.

Attualmente l'SRC impiega 50 persone alla sua sede provvisoria del Southern Methodist University. La sede permanente è in corso di costruzione su una area di 6 Km quadrati a nord di Dallas.

Il Prof. Floyd V. Schultz della Università di Purdue ritiene che le trasmissioni radar non saranno forse necessarie per la localizzazione di navi spaziali in volo. Schultz, che ne ha analizzato il comportamento della ionosfera in termini matematici, afferma che essa emette onde elettromagnetiche quando viene disturbata da un oggetto in movimento. Secondo Schultz queste onde potrebbero essere captate a terra con una semplice antenna ricevente. Esperimenti sono in corso per controllare i risultati teorici.



LA PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTRO MAGNETICHE

Se in passato lo studio della radiopropagazione interessava una limitata cerchia di persone, l'eccezionale sviluppo della rete delle stazioni ad onda corta, a modulazione di frequenza e televisive, propone dei problemi inerenti alla loro ricezione che talvolta sono molto complessi. Problemi questi che interessano da vicino anche il tecnico installatore, il quale necessariamente è spinto ad approfondire le sue conoscenze anche in tale campo, per meglio comprendere tutti i fenomeni che alla propagazione delle onde elettromagnetiche sono legati.

Questo è il motivo per il quale trattiamo in questa rubrica un argomento che a prima vista potrebbe sembrare fuori luogo e che invece si dimostrerà molto utile per tutti i nostri lettori.

Onde elettromagnetiche

Le perturbazioni spaziali variabili che consentono di realizzare le radiocomuni-

cazioni, sono essenzialmente individuate dalla coesistenza di un campo magnetico e di un campo elettrostatico aventi linee di forza disposte a 90° l'uno dall'altro e che si spostano con la velocità di circa 300.000 km/s (Si tratta di una velocità approssimativa, infatti esperimenti condotti in Australia, in Usa e nell'Urss hanno confermato una velocità di $299.972 \text{ km/s} \pm 2 \text{ km}$), (figura 1).

Da un simile spostamento si arriva al concetto della propagazione nello spazio delle **radioonde**.

Si definisce lunghezza d'onda, la distanza che intercorre fra due uguali valori successivi come è mostrato in figura 2. Le radiocomunicazioni sono realizzate per mezzo di onde la cui lunghezza è compresa fra decine di migliaia di metri ed alcuni millimetri. L'intera gamma è stata suddivisa in otto parti distinte, ad ognuna delle quali è stata data una denominazione ed un simbolo diverso che corrisponde alla abbreviazione in lingua inglese e che riportiamo qui di seguito:

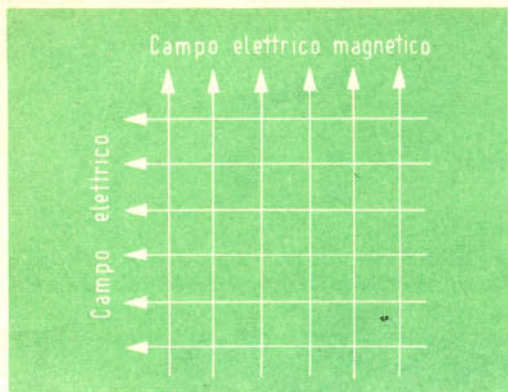


Fig. 1 - Composizione di un campo magnetico e di un campo elettrostatico.

1) **VLF** - Frequenze estremamente basse. Al disotto dei 30 kHz (cioè superiori ai 10.000 metri). **Onde miriametriche.**

2) **LF** - Frequenze medie. Da 30 a 3000 kHz (da 10.000 a 1.000 m). **Onde chilometriche.**

3) **MF** - Frequenze medie. Da 300 a 3000 kHz (da 1.000 a 100 m). **Onde etometriche.**

4) **HF** - Frequenze alte. Da 3000 a 30.000 kHz (da 100 a 10 m). **Onde decametriche.**

5) **VHF** - Frequenze altissime. Da 30 a 300 MHz (da 10 a 1 m). **Onde metriche.**

6) **UHF** - Frequenze ultra elevate. Da 300 a 3000 MHz (da 1 m a 10 cm), **Onde decimetriche.**

7) **SHF** - Frequenze super elevate. Da 3000 a 30.000 MHz (da 10 a 1 cm). **Onde centimetriche**

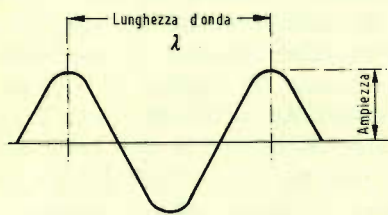


Fig. 2 - Esempio di lunghezza d'onda.

8) **EHF** - Frequenze estremamente elevate. Da 30.000 a 300.000 MHz (da 1 cm a 1 mm). **Onde millimetriche.**

Le onde elettromagnetiche in modo diverso a seconda della loro lunghezza come vedremo più avanti, possono essere suddivise in onde di superficie, onde troposferiche, ed onde ionosferiche. L'onda di superficie, che interessa in modo particolare la FM e la TV, si propaga prevalentemente lungo il suolo e può essere suddivisa in onda diretta ed onda di superficie riflessa.

Prendono il nome di **onde troposferiche** quelle radiazioni che subiscono delle riflessioni e delle rifrazioni nelle zone della troposfera e che sono deviate nuovamente sulla terra. Questo fenomeno generalmente è dovuto alla presenza di masse d'aria aventi temperatura ed umidità diverse, e ad esso è da attribuire la grande distanza coperta eccezionalmente dalle onde elettromagnetiche che normalmente hanno portata ottica.

Le **onde ionosferiche** distinguono quelle radiazioni che sono riflesse verso la terra dagli alti strati della ionosfera. Ad esse sono da attribuire le comunicazioni a grande distanza. Dato che le condizioni della ionosfera sono irregolari nel tempo, la propagazione attraverso ad essa è soggetta a notevoli mutamenti anche in periodi relativamente vicini. Soltanto le variazioni stagionali e quelle dovute al passaggio dal giorno alla notte e viceversa, sempre in funzione del ciclo delle macchie solari, possono essere ritenute regolari.

Polarizzazione di un'onda elettromagnetica

Per **polarizzazione di un'onda elettromagnetica** s'intende la direzione delle linee di forza del campo elettrostatico. Quando il piano di questo campo è parallelo alla terra si ha la **polarizzazione orizzontale**, quando invece tale campo è perpendicolare alla stessa si ha la **polarizzazione verticale**. Nel campo delle onde corte la propagazione è caratterizzata da notevoli e continue variazioni del pia-

no di polarizzazione, cosa che invece avviene raramente per le onde molto lunghe e per quelle relative alla FM e alla TV.

Riflessione, rifrazione e diffrazione delle onde elettromagnetiche

Qualsiasi oggetto o ostacolo in possesso di proprietà conduttrici ed avente dimensioni comparabili con la lunghezza delle onde elettromagnetiche, è in grado di effettuare la loro riflessione. La riflessione può avvenire anche ad opera di un corpo isolante purchè esso abbia una costante dielettrica diversa da quella posseduta dal mezzo nel quale si propagano le onde elettromagnetiche.

Un fenomeno del genere si verifica ad esempio nella ionosfera ed una sua significativa applicazione è rappresentata dai radiolocalizzatori.

Quando invece lo spostamento delle onde avviene obliquamente, attraverso un mezzo avente un indice di rifrazione diverso da quello iniziale, il fronte d'onda subisce una deviazione che è nota con il nome di **rifrazione**. Questo fenomeno, simile a quello che si verifica per le onde luminose, è una conseguenza della variazione di velocità alla quale sono soggette le onde elettromagnetiche quando, lungo il loro percorso, incontrano mezzi aventi indici diversi. Si ha un avvicinamento alla superficie che separa i due mezzi se l'onda passa da un mezzo più denso ad uno meno denso e un allontanamento, qualora il passaggio avvenga da un mezzo meno denso ad uno più denso. Diminuendo la frequenza aumenta il grado di rifrazione.

È chiamato con il nome di **angolo limite** il valore massimo dell'**angolo di incidenza** con il quale l'onda può passare da un mezzo meno denso ad uno più denso senza subire la riflessione ma soltanto una rifrazione. Oltrepassando tale valore l'onda anzichè essere rifratta viene riflessa totalmente (figura 3). Fenomeni notevoli di rifrazione si hanno nel passaggio delle onde elettromagnetiche dalla superficie del mare a quella terrestre.

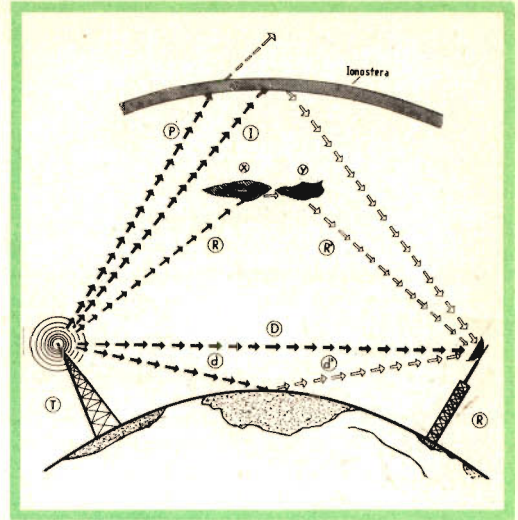


Fig. 3 - Esempi di riflessione, rifrazione e diffrazione delle onde elettromagnetiche
 T = antenna trasmittente, R = antenna ricevente
 D = onda diretta, d-d' = onda di superficie riflessa
 R-R' = onda troposferica rifratta in x e in y
 I = onda ionosferica riflessa
 L = onda leggermente rifratta nella ionosfera e che si perde nello spazio.

Essi possono dare luogo a estese zone di silenzio.

Un'altra proprietà delle onde elettromagnetiche, e che assume notevole importanza per la ricezione delle frequenze usate per la FM e TV, è quello di essere soggette al fenomeno di **diffrazione**, intendendosi con questo termine la loro proprietà di propagarsi attorno ad un ostacolo. Si tratta di un fenomeno molto importante che rende possibile talvolta la ricezione di frequenze molto elevate in zone che si trovano alle spalle di ostacoli aventi dimensioni notevoli come colline, edifici ecc. (figura 4).

Ionosfera

La costituzione è stata oggetto di lunghi studi da parte di molti studiosi quali il Vergard, il Birkenland, l'Arrhenius ecc., studi che con il lancio dei satelliti artificiali, hanno avuto un notevole impulso. Attualmente si ritiene che la ionosfera abbia origine dalle radiazioni ultraviolette che provocherebbero la ioniz-

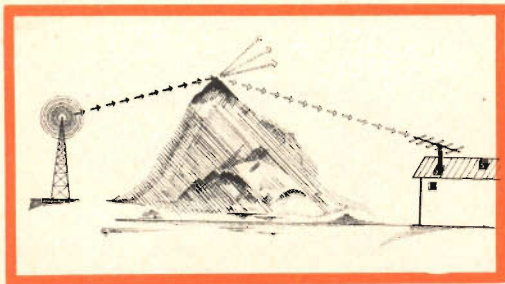


Fig. 4 - Fenomeno di diffrazione che consente la ricezione alle spalle di un ostacolo.

zazione delle particelle gassose che si trovano nell'alta atmosfera dando luogo alla formazione di ioni positivi, elettroni e molecole neutre, fornendo loro una carica negativa. Su tale argomento ritorneremo in seguito, per adesso precisiamo che le cause principali della ionizzazione degli strati della ionosfera dovrebbe essere attribuita a: **azione della luce solare e dei forti campi elettromagnetici, emissioni radioattive terrestri, radiazioni stellari e corpuscolari, radiazioni cosmiche.** La ionizzazione della ionosfera sarebbe favorita dalla rarefazione dell'aria e dalla bassa pressione colà esistente.

Strati ionizzati

L'esistenza di strati ionosferici aventi la proprietà di riflettere le onde elettromagnetiche in modo diverso, a seconda della loro frequenza, è stata provata sperimentalmente da molto tempo tramite la registrazione oscillografica del raggio riflesso di un radio-impulso (fig. 5). Questo metodo, dato che si conosce il

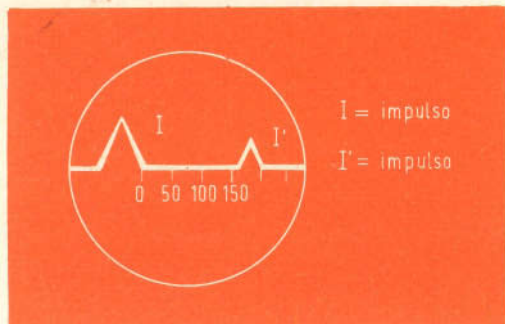


Fig. 5 - Registrazione oscillografica del raggio riflesso di un radio impulso.

tempo impiegato dall'impulso per raggiungere lo strato e fare ritorno al punto di partenza ed è nota la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche, consente di stabilire a quale altezza è avvenuta la riflessione. Tali esperimenti hanno inoltre consentito di stabilire che per un dato strato ionosferico, cioè per ogni massimo di concentrazione, per una data ora, in una data stagione, esiste una frequenza limite, oltrepassando la quale, le onde elettromagnetiche irradiate con un angolo di 90° non vengono più riflesse sulla terra.

Tale frequenza, alla quale è stato dato il nome di **frequenza critica**, è un elemento della massima importanza per la previsione della propagazione delle onde elettromagnetiche nella gamma delle onde corte, che normalmente viene effettuata con tre mesi di anticipo.

Con il termine di **massima frequenza utilizzabile (MUF)**, si definisce la frequenza più elevata che viene riflessa da uno strato, e con **frequenza ottima di lavoro (OWF)**, la frequenza più adatta da usare in ore prestabilite per comunicare fra date località.

Strato « D »

È la prima zona nella quale si nota una sensibile ionizzazione ed, è compresa fra i 40 ed i 90 km di altezza e ad essa è stato dato per l'appunto il nome di « **strato D** ». La sua presenza si limita alle ore diurne ed in genere provoca un certo indebolimento, per assorbimento, delle frequenze alte che l'attraversano per raggiungere gli strati superiori. Ciò spiega come l'intensità di talune frequenze sia più alta durante le ore notturne e più debole in quelle diurne. In questo strato le onde medie, e talvolta quelle lunghe, possono subire qualche riflessione che spiega la loro ricezione a sensibile distanza nelle ore diurne.

Strato « E »

Fra i 90 ed 140 km circa esiste una zona nella quale la ionizzazione è più intensa di quella propria dello strato D.



Fig. 6 - Esempio di propagazione delle onde metriche (zone di diffrazione).

Essa è stata definita con il nome di strato « E ». Il suo massimo di concentrazione si nota verso mezzogiorno. Nelle ore notturne lo strato E tende a scomparire.

Detto strato interessa in modo particolare le comunicazioni che avvengono a distanze inferiori ai 200 km, mentre non influenza le comunicazioni a grandi distanze, in relazione al basso angolo con il quale viene tagliato dalle onde elettromagnetiche provenienti dalla terra.

Strato sporadico « E »

La presenza di nuvole di ionizzazione nell'atmosfera, può dare origine a dei fenomeni di riflessione anormali: quando queste nuvole vengono a trovarsi all'altezza che è propria dello strato « E » causano una maggiore concentrazione della ionizzazione che provoca la riflessione delle componenti delle onde a portata ottica che normalmente sono assorbite o si disperdono negli alti strati. Questo fenomeno si verifica prevalentemente nella stagione estiva ad esso è dovuto in parte l'anormale ricezione a distanza di talune emittenti televisive. A tale strato è stato dato il nome di « **strato sporadico E** ».

Strato « F »

Fra i 140 ed i 300 km (e probabilmente oltre) esiste una zona che ha la proprietà di riflettere le onde elettromagnetiche a grandissima distanza. Mentre di notte è costituita da un unico strato detto « **strato F** », di giorno essa si scompone in due strati distinti detti rispettivamente « **strato F1** » che si trova ad un'altezza dell'ordine dei 140 km e « **strato F2** » ad una altezza compresa fra i 200 ed i 350 km.

In uno dei prossimi numeri esamineremo accuratamente le onde di superficie, quelle troposferiche ed ionosferiche e i vari tipi di propagazione. Adesso allo scopo di rendere meno pesante l'argomento diamo uno sguardo alla propagazione delle onde metriche destinate ai servizi TV.

Propagazione onde metriche destinate ai servizi TV (figg. 6 e 7)

La trasmissione a distanza delle immagini televisive, completata naturalmente dalla parte sonora, avviene mediante l'irradiazione nello spazio da parte dell'antenna trasmittente di segnali VHF (o UHF) variabili in frequenza ed in ampiezza. Naturalmente questi segnali devono essere comprensibili per mantenere il perfetto sincronismo fra le immagini trasmesse e quelle ricevute. Questo insieme di frequenze, almeno per quanto riguarda lo standard italiano occupa uno spettro di 7 MHz. La possibilità di irradiazione nello spazio di tali frequenze si ottiene mediante la sovrapposizione dei segnali utili su frequenze portanti nella gamma delle VHF o delle UHF. Le frequenze portanti nelle emissioni televisive sono due. Su una portante sono sovrapposti i segnali corrispondenti alla parte video, sull'altra portante, ad una distanza di 5,5 MHz sono, sovrapposti i segnali corrispondenti alla parte audio. Invece di parlare di frequenza di trasmissione, in considerazione della estensione della banda trasmessa, si parla sempre di « **canali di trasmissione** ». Detti canali in Italia, come è noto, sono otto e precisamente:

A (0) 52,5-59,5 MHz; B (1) 61-68 MHz; C (2) 81-88 MHz; D (3) 174-181 MHz; E (3a) 182,5-189,5; F (3b) 191-198 MHz; G (4) 200-207 MHz; H (5) 209-216 MHz.

La propagazione delle onde metriche è, in linea di massima, rettilinea e l'area di ricezione, buona o discreta, dipende dalla maggiore o minore potenza irradiata dal trasmettitore. Teoricamente il limite di ricezione sarebbe quello proprio dell'orizzonte ottico, del quale parleremo diffusamente in seguito, ma il fenomeno di diffrazione rende possibile la ricezione anche oltre una certa distanza da esso. La ricezione, oltre l'orizzonte ottico, dipende essenzialmente dalla natura del terreno e dal fatto che le aree di ricezione sono tanto più limitate quanto maggiore è la frequenza di lavoro.

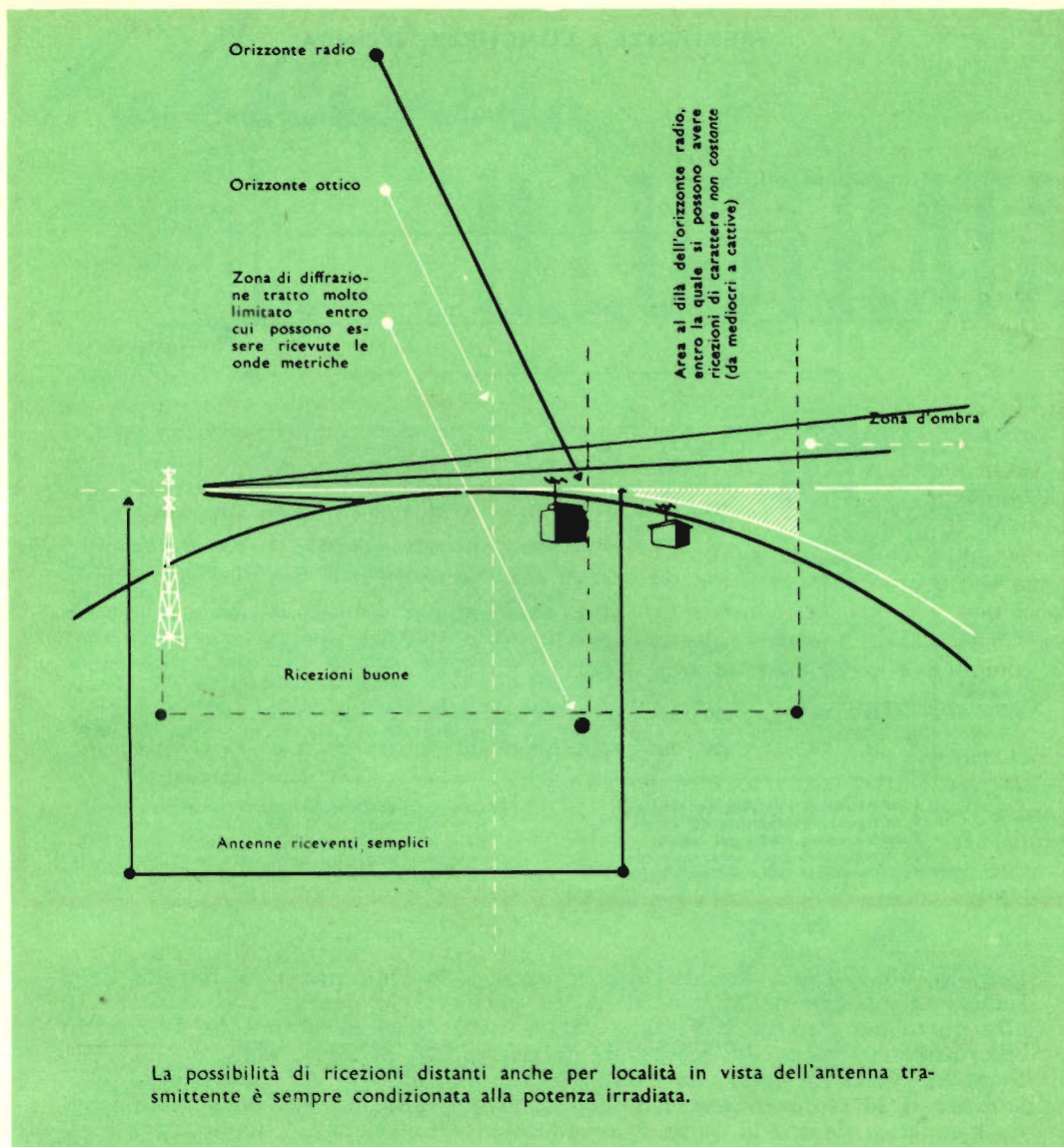
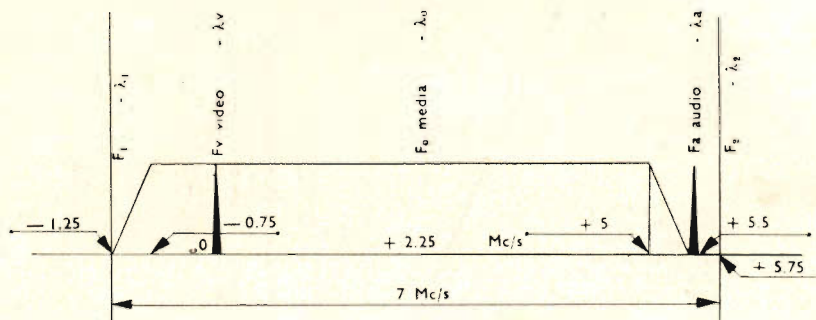


Fig. 7 - Esempio di propagazione delle onde metriche destinate ai servizi TV.

La presenza di ostacoli situati fra l'antenna trasmittente e quella ricevente, o attorno a quest'ultima può provocare dei dannosi fenomeni di riflessione delle onde elettromagnetiche dato che qualunque ostacolo da esse incontrato ne altera la loro propagazione regolare. In tal caso il segnale può giungere all'antenna ricevente indebolito, oppure può arriva-

re, quasi contemporaneamente, da diverse direzioni. Questo fenomeno generalmente dipende da ostacoli di facile individuazione. Per ciò che si riferisce alla ricezione del caso più comune, e cioè dell'arrivo sull'antenna ricevente del raggio diretto, antenna trasmittente-antenna ricevente, e di quello riflesso dalla superficie del terreno, parleremo in seguito.

FREQUENZE E LUNGHEZZE D'ONDA



CANALE	$F_1 - F_2$ Mc/s	F_0 Mc/s	F_v Mc/s	F_a Mc/s	$\lambda_1 - \lambda_2$ m	λ_0 m	λ_v m	λ_a m
A TV	52.5 59.5	56.0	53.75	59.25	5.715 5.05	5.36	5.58	5.065
B TV	61 68	64.5	62.25	67.75	4.92 4.415	4.65	4.82	4.43
C TV	81 88	84.5	82.25	87.75	3.70 3.41	3.55	3.65	3.42
D TV	174 181	177.5	175.25	180.75	1.72 1.655	1.69	1.71	1.66
E TV	182.5 189.5	186	183.75	189.25	1.645 1.580	1.615	1.635	1.585
F TV	191 198	194.5	192.25	197.75	1.57 1.515	1.545	1.56	1.52
G TV	200 207	203.5	201.25	206.75	1.50 1.45	1.475	1.49	1.45
H TV	209 216	212.5	210.25	215.75	1.43 1.39	1.41	1.425	1.39

F_1 = frequenza inferiore del canale
 F_2 = frequenza superiore del canale
 F_0 = frequenza media del canale
 F_v = frequenza della portante video
 F_a = frequenza della portante audio

λ_1 = corrispondente lunghezza d'onda
 λ_2 = corrispondente lunghezza d'onda
 λ_0 = corrispondente lunghezza d'onda
 λ_v = corrispondente lunghezza d'onda
 λ_a = corrispondente lunghezza d'onda

Bedford, Mass. Dalla fine dell'ottobre ad oggi la riduzione nell'intensità delle radiazioni rilevate nelle fasce di Allen mediante la detonazione nucleare ad alta quota nel Pacifico il 9 luglio 1963 è stata quasi insignificante. Questa dichiarazione proviene dai laboratori di ricerca AF di Cambridge.

Ludwing Kartz ha detto che i dati raccolti dal Satellite AF Beta Kappa 1963, lanciato il 26 ottobre, mostrano uno stato apparente di equilibrio nella lamina magnetica dentro la quale è avvenuta la detonazione. Il livello attuale all'interno della lamina è notevolmente più alto rispetto al livello prima della detonazione.

I risultati riscontrati dalle misurazioni contraddicono le previsioni di James A. Van Allen secondo le quali la fascia artificiale sarebbe scomparsa entro il luglio 1963. Recentemente Van Allen ha modificato le sue previsioni nel periodo da 5 a 10 anni.

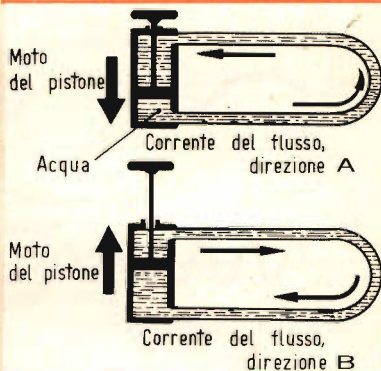
Kartz ha rivelato che il 25 e il 27 ottobre il satellite ha registrato dei dati sulle denotazioni russe. La maggior parte delle particelle radioattive generate dalle prove sovietiche è durata soltanto pochi giorni, probabilmente a causa del fatto che tali denotazioni sono state eseguite in una regione polare. Inoltre la AFCRL ha rivelato che in maggio avrebbe « sparato » un raggio « ruby laser » ad una distanza di 30 miglia per provare il rimbalzo del raggio dai satelliti geodetici, e poter arrivare ad una determinazione più precisa delle distanze sulla terra. Al più tardi quest'estate, la AFCRL sparerà un raggio laser ed un satellite geodetico S-66.

l'elettronica

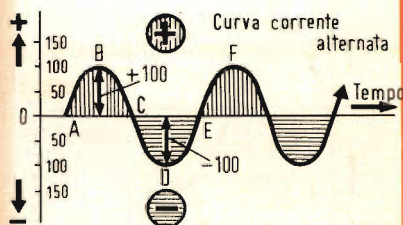
ILLUSTRATA



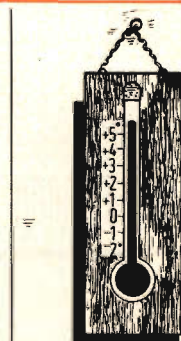
Ritorniamo ancora al paragone dell'acqua. Abbiamo un pistone che può muoversi liberamente in un cilindro pieno d'acqua; la parte superiore e quella inferiore del cilindro sono collegate all'esterno mediante un tubo. È facile capire come spingendo il pistone in basso, l'acqua si muoverà nel tubo nella direzione indicata dalla freccia; quando invece riportiamo il pistone in alto, l'acqua si muoverà nel tubo in senso contrario; abbiamo quindi prodotto nel tubo una corrente « alternata » di acqua.



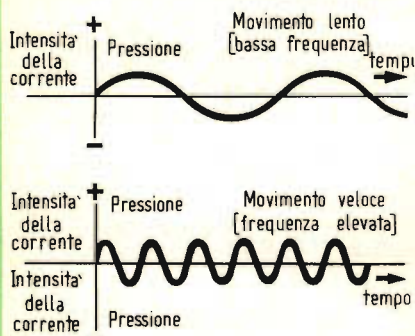
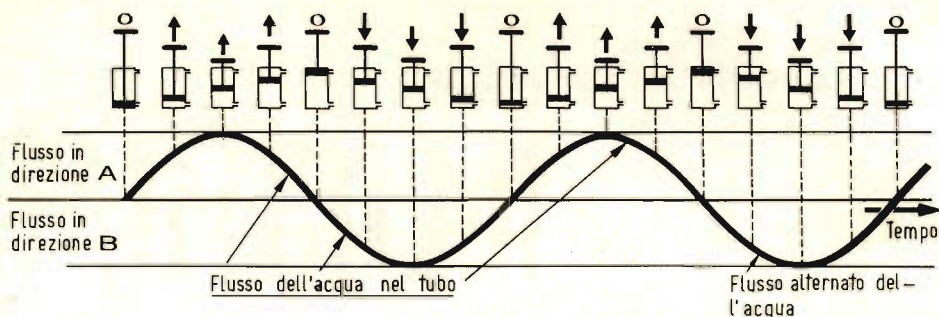
Una corrente si dice alternata quando varia d'intensità e di direzione nel tempo. Ciò vale naturalmente anche per una tensione alternata. La corrente alternata è diretta ora in senso positivo ora in senso negativo raggiungendo in entrambe le direzioni un valore massimo ben definito.



Anche un termometro segna valori positivi " + " (sopra lo zero) e valori negativi " - " (sotto lo zero).

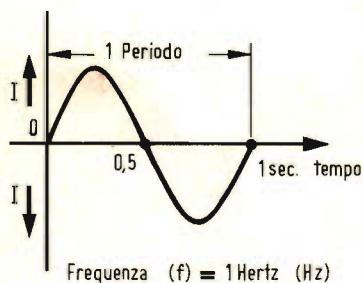


Termometro

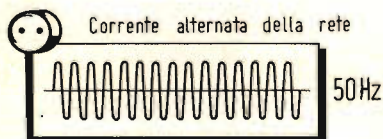


La velocità di traslazione dell'acqua nel tubo esterno dipenderà dalla velocità con cui spingiamo e alziamo il pistone nel cilindro. In questa figura si è indicato graficamente, in funzione del tempo, l'andamento del flusso dell'acqua all'interno del tubo. Si noti come, quando il pistone si trova all'estremità superiore o inferiore del cilindro, si ha l'inversione del movimento dell'acqua, indicato graficamente nell'istante in cui la curva taglia l'asse dei tempi.

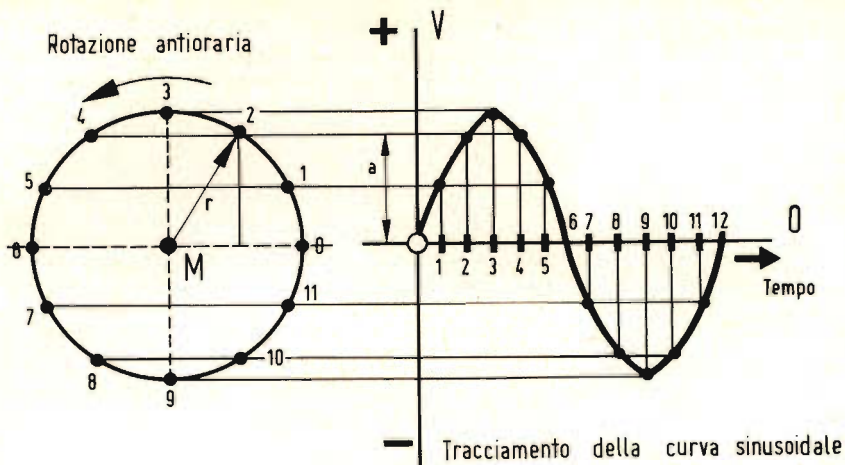
Se il movimento di andirivieni del pistone è lento, la curva del movimento dell'acqua si estende lentamente nel tempo (frequenza bassa); viceversa, se il movimento è rapido le creste e gli avvallamenti della curva risultano più ravvicinati (frequenza elevata).



La corrente alternata che scorre nei conduttori delle linee di trasmissione e negli innumerevoli apparecchi delle nostre case e delle industrie, ha andamento « sinusoidale »; si muove cioè nei conduttori secondo quella funzione trigonometrica chiamata « seno ». La corrente infatti parte da zero e aumenta d'intensità nel tempo fino a raggiungere un massimo, dopodiché diminuisce d'intensità fino a zero; successivamente, ricomincia ad aumentare d'intensità ma muovendosi in direzione opposta; raggiunge un massimo indi decresce lentamente d'intensità fino a ritornare a zero; da questo istante il processo si ripete con lo stesso andamento indicato. Si chiama « periodo » della corrente alternata, il tempo impiegato dalla medesima per compiere tutta la sinusoide. Il numero di periodi in un secondo si chiama « frequenza » della corrente alternata, e l'unità di misura della frequenza è l'Hertz (abbrev. Hz), che indica appunto 1 periodo al secondo.



La corrente alternata impiegata per l'illuminazione delle nostre case e per il funzionamento dei motori delle officine ha 50 creste positive e 50 creste negative: ha cioè una frequenza di 50 periodi al secondo, o più semplicemente, ha una frequenza di 50 Hertz.

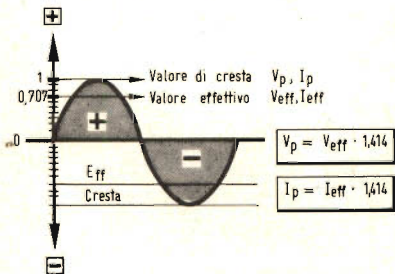
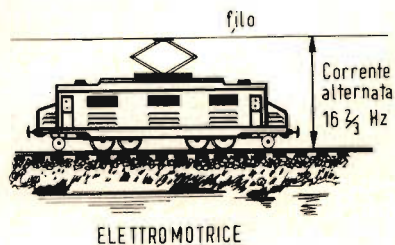


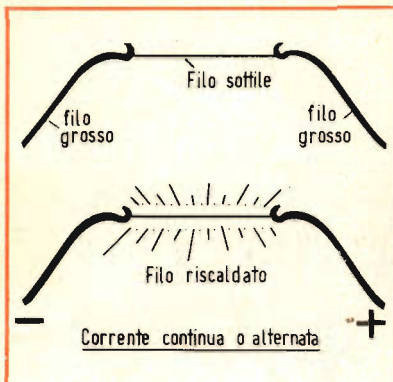
Vogliamo ora indicare un modo molto semplice per tracciare un'onda sinusoidale. Supponiamo che il raggio (r) possa muoversi con moto uniforme in senso antiorario partendo dal punto 0 della circonferenza. Quest'ultima viene suddivisa in 12 parti uguali che verranno riportate sull'asse delle ascisse (asse orizzontale) nel sistema di assi ortognali tracciati a destra della circonferenza. Sull'asse delle ordinate (asse verticale) verranno riportate le distanze (a) che, rispetto al diametro, assume l'estremità del raggio nel suo moto intorno alla circonferenza. Unendo questi punti si otterrà la curva ad andamento sinusoidale indicata. È ovvio che dividendo la circonferenza, supponiamo in 24 parti, il tracciamento della sinusoide risulterà molto più preciso.

Fa eccezione la corrente alternata usata in alcuni paesi per azionare i motori elettrici delle locomotrici, che per motivi che qui non citiamo, ha una frequenza di appena $16 \frac{2}{3}$ Hz.

La corrente alternata cambia continuamente intensità e direzione; che significato ha allora l'espressione « questa corrente alternata ha l'intensità di $I = 1$ ampere »? È semplice! Vogliamo semplicemente significare che una tale corrente alternata produce su di una resistenza lo stesso calore che produrrebbe una corrente continua con l'intensità $I = 1$ ampere.

Questo è il reale valore della corrente alternata, che in elettrotecnica viene chiamato « valore efficace » della corrente alternata. Tutti i comuni strumenti usati per misurare una corrente o una tensione indicano in realtà il « valore efficace » della medesima. Per conoscere il valore di cresta di una corrente alternata (o di una tensione) si moltiplica il valore efficace per $\sqrt{2} = 1,414$. Viceversa, volendo conoscere il valore efficace di una corrente o di una tensione conoscendo solo il valore di cresta delle medesime, si moltiplica detto valore di cresta per il numero fisso 0,707. Ciò, ripetiamo, sia per la corrente che per la tensione alternata. Naturalmente, perché si possano applicare dette formule, l'andamento della corrente o della tensione deve essere sinusoidale.

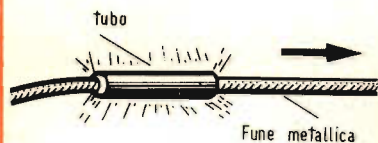




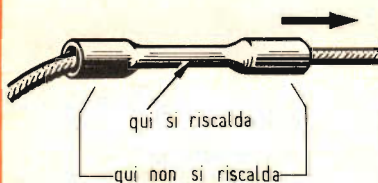
EFFETTI DELLA CORRENTE ELETTRICA

a) Effetto termico

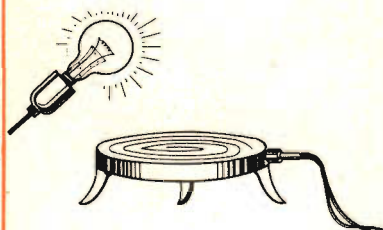
Quando la corrente elettrica scorre in un conduttore lo riscalda. Se tale conduttore ha una « resistenza » elevata il riscaldamento sarà notevole. Se la tensione, e quindi la corrente vengono aumentate di valore, il filo, dapprima diventerà rosso, poi incandescente e infine fonderà interrompendosi. Questo fenomeno viene sfruttato nei « fusibili » o valvole di sicurezza, presenti in tutte le apparecchiature e in tutti gli impianti. Infatti, se per qualsiasi motivo la corrente aumentasse (per esempio, a motivo di un cortocircuito) il filo del fusibile, essendo, fatto di materiale che fonde ad una temperatura relativamente bassa, si interrompe impedendo in questo modo il surriscaldamento dell'impianto o dell'avvolgimento di una data apparecchiatura (per esempio, di un motore).



Il riscaldamento di un filo mediante passaggio di una corrente elettrica può essere facilmente spiegato mediante un'analogia meccanica. Per esempio, se si spinge avanti e indietro con una certa forza (tensione elettrica) un tubetto di metallo lungo un cavo di acciaio di un certo spessore (intensità di corrente) questo ben presto si riscalderà.



Se il tubetto ha la forma indicata nella figura, e cioè, è più largo alle sue estremità e quindi non tocca la fune di acciaio, spingendolo su e giù per il cavo di acciaio succederà che solo la parte centrale si riscalderà mentre le estremità rimarranno fredde. Ciò si comprende facilmente, in quanto, il calore prodotto per via meccanica è causato dall'attrito delle parti meccaniche; e cioè dalle resistenze che si devono vincere per spostare le parti meccaniche stesse. La resistenza meccanica ha, nel nostro caso, un perfetto equivalente nella resistenza ohmica del conduttore.



Abbiamo visto come i conduttori metallici si riscaldano quando sono percorsi da una corrente. A parità di sezione del filo, il riscaldamento è tanto maggiore quanto più intensa è la corrente. A parità di corrente, un filo con sezione piccola si riscalda di più di un altro con sezione più grande. Esempi di conduttori che si riscaldano al passaggio della corrente elettrica sono i filamenti delle lampade per illuminazione, i filamenti delle valvole termoioniche e le spirali delle stufette elettriche.

TESTER MOD. TS 120/A

PROTECTED

20.000 OHM/V. IN C.C. E 4.000 OHM/V
IN C.A. - 6 CAMPI DI MISURA - 28 PORTATE

**GALVANOMETRO PROTETTO
CONTRO LE INSERZIONI ERRATE**



La Cassinelli & C. dopo una accurata indagine di mercato si è resa conto della necessità di risolvere uno dei tanti problemi che attualmente scoraggiano soprattutto i giovani studenti e tecnici, problema che consiste nel poter acquistare senza dover affrontare una eccessiva spesa un tester di ottima qualità che possa essere per lungo tempo il fedele amico per tutte le loro misurazioni sui circuiti elettrici ed elettronici.

La Cassinelli & C. ha risolto questo problema presentando sul mercato il nuovo tester TS 120/A.

Perché questo nuovo tester sia opportunamente conosciuto e giustamente valutato, la ditta, ritiene opportuno portare a conoscenza del Pubblico i pregi fondamentali di questo analizzatore che, dato il suo basso prezzo, potrebbero passare inosservati ad una prima superficiale visione.

Il tester 120/A non è costruito con materiali plastici deformabili, di basso costo, ma bensì il tradizionale materiale termoisolante indeformabile nel tempo e ad alto livello di isolamento; nello stesso tempo per le sue misure di ingombro non sono state ridotte oltre i normali limiti della sicurezza meccanica, anche per non sacrificare l'ampiezza della scala la quale è stata particolarmente curata.

Pure superando difficoltà di costo non

indifferenti il TS 120/A è stato giustamente dimensionato allo scopo di ottenere una larga sicurezza meccanica e di isolamento elettrico, inoltre viene costruito con materiali isolanti e componenti robusti che sono tra i migliori sul mercato.

Per la sicurezza dei contatti elettrici è stato ridotto il più possibile il numero delle boccole, mentre si è preferito seguire l'ormai tradizionale sistema del commutatore usato da tutte le case di fama mondiale in quanto i suoi vantaggi sono da tutti indiscussi.

Esso è stato appositamente costruito sui principi convenzionali dei commutatori per strumenti di misura da non confondersi con i soliti per impieghi radio.

Per venire incontro a numerose richieste di nostri affezionati clienti, sono state aggiunte 3 portate che indubbiamente oggi si rendono necessarie per la misura sui transistor e cioè:

- 1) portata ohmetrica X1 che permette di leggere benissimo le basse resistenze apprezzando anche frazioni di ohm;
- 2) aggiunte le portate di 100 mV e 1 V c.c. pure necessarie alle misure di cui sopra.

Nonostante tale miglioramento l'attuale rivoluzione della Cassinelli & C. consiste nell'aver portato ad un prezzo incredibilmente basso un tester che, per le sue

elevate caratteristiche, dovrebbe classificarsi fra i tester da laboratorio e quindi conseguentemente vendibile, per l'alto prezzo solo ad una ristretta clientela.

In realtà questo miracolo è più che spiegabile, in quanto è il risultato del grande sforzo della produzione di serie che la ditta da tempo ha programmato e che, per conseguenza, ha permesso una radicale riduzione dei costi con il vantaggio di estendere a sempre più vasta clientela questo fortunato analizzatore.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEL TESTER CCM TS 120/A

1) **Cambio delle portate a mezzo commutatore a 16 posizioni il che rende rapidissima la manovra.** Questo particolare è molto importante per chi usa continuamente il Tester ed è costretto a passare spesso da una portata all'altra.

2) **Assenza di altri interruttori o commutatori in quanto le boccole sono fornite di appositi Jack per la commutazione dei circuiti elettrici.** I contatti sono garantiti da puntine d'argento puro.

3) **Circuito elettrico e sistemi di taratura assolutamente nuovi di concezione della casa.**

4) **Resistenza a strato ad alta stabilità rispondenti alle nuove norme internazionali ed eseguite da importanti fabbriche specializzate di fama mondiale.**

5) **Misure delle resistenze e della capacità con l'ormai tradizionale sistema del circuito in serie con varianti della casa.** Le misure di resistenze e di capacità in CA prevedono un'alimentazione universale compresa fra 110 e 220 V - 50 Hz.

6) **Scala in dB riferita al livello di zero di 0.775 V corrispondente ad 1 mW su una impedenza di 600 ohm.**

7) **Raddrizzatore di corrente formato da 4 diodi al germanio.**

8) **Sei campi di misura per complessive 28 portate**

V C.C. (8 portate) - 0.1-1-3-10-30-100-300-1000 V - fondo scala

V C.A. (5 portate) - 15-50-150-500-1500 V - fondo scala

mA C.C. (5 portate) - 0.05-0.5-5-50-500 mA - fondo scala

Ohm Campo di misura compreso fra 1 ohm e 50 Mohm suddiviso in 4 portate: x 1 x 100 x 1000 a mezzo pila interna x 10.000 a mezzo alimentazione esterna in CA da 110 a 220 V

V uscita: 15-50-150-500-1500 V con scala in dB.

Capacità: Campo di misura compreso fra 200 e 50.000 pF.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE MECCANICHE DEL TESTER CCM TS 120/A

1) **Minimo ingombro 145 x 96 x 43 e quindi tascabile.**

2) **Ampio quadrante di lettura che consente di eseguire letture con ottima approssimazione.**

3) **Microamperometro di precisione montato su gioielli antichoc che lo rendono insensibile agli urti e alle vibrazioni.**

4) **Commutatore delle portate appositamente studiato e costruito per il particolare impiego che richiede insieme ad uno scatto dolce e sicuro, un contatto perfetto ed una adeguata sezione di contatto.**

5) **Manopola di comando di sezione circolare espressamente costruita che facilita la manovra dell'operatore in ogni sua posizione impegnando una sola mano. Questo difficilmente è possibile con le comuni manopole ad indice.**

6) **Pannello frontale del microamperometro bombato che contraddistingue gli strumenti Cassinelli & C.**

7) **Manopola per la manovra del potenziometro situato sul lato anziché sulla parte frontale.**

8) **Jack di commutazione di vari circuiti elettrici abbinati alle boccole di collegamento, montate su di una unica piastra isolante posta in prossimità delle boccole stesse.**

9) **Impugnatura dei due puntali eseguiti in materia plastica ed aventi il cavetto incorporato. Questa soluzione offre il duplice vantaggio dell'infrangibilità e di essere perfettamente rigida con il puntale.**

IL FUSIBILE



Il fusibile è un elemento importantissimo per ogni apparecchiatura elettrica e elettronica. Ad esso è affidata la vita del nostro televisore, della radio, del complesso ad alta fedeltà dei quali siamo, a ragione, tanto fieri.

È significativo come una parte che costa poche lire protegga con estrema sicurezza apparecchi che ne valgono centinaia di migliaia.

Abbiamo usato il termine « proteggere » perchè compito primo del fusibile non è quello di salvare l'apparecchio dal comune cortocircuito, ma di seguirne con cura il funzionamento in ogni istante come un guardiano vigile ed attento, concedendo, quando è opportuno e non dannoso concedere, e intervenendo con immediatezza e precisione quando necessario.

Il fusibile di oggi non è più quello di un tempo: non lo si può più sostituire, come si faceva una volta nei vecchi quadri elettrici, con del filo di piombo, oppure, confessiamolo, con del semplice filo di rame!

Come la valvola termoionica dei primi radiorecettori eterodina si è trasformata nell'aspetto e nel contenuto, raggiungendo un'altissima perfezione, così anche il fusibile oggi è un componente di assoluta qualità e precisione di funzionamento. È credenza comune considerare il fusibile come quel certo componente che ogni tanto si brucia: si brucia il fusibile di casa (in gergo "la valvola") facendoci correre a tentoni alla ricerca sempre vana di una candela; si brucia il fusibile della nostra vettura, facendoci rimpiangere di non aver seguito il consiglio dell'elettrauto circa l'acquisto di quella certa scatoletta di valvoline di ricambio; si brucia il fusibile del televisore proprio quando la trasmissione, fino all'ora noiosissima, sembrava promettere qualcosa di meglio.

Ma il funzionamento del fusibile è molto meno semplice, o meglio non si riassume nella semplice interruzione del filo in esso contenuto; anzitutto dobbiamo dire che la costruzione di un fusibile presenta delle difficoltà non indifferenti relative alla scelta dei materiali e alle tolleranze di assiemaggio: in secondo luogo vi sono vari tipi di fusibili per le diverse esigenze.

La prima suddivisione avviene secondo il « tempo di inserzione » del fusibile, cioè la tempestività di interruzione del filo; esistono tre classi: fusibili rapidi, semi ritardati e ritardati.

Vi è poi una seconda suddivisione che riguarda il « potenziale d'interruzione », e cioè la massima corrente che può assorbire il fusibile senza presentare dei fenomeni di distruzione, o comunque condurre per l'arco che si è formato fra le parti metalliche interrotte dalla fusione.

Il terzo dato è la « tensione nominale », che è la tensione per la quale è garantito il funzionamento del fusibile. Detta tensione deve essere pari oppure superiore alla tensione d'esercizio dell'apparecchiatura o componente per i quali è predisposto il fusibile di protezione.

La « corrente nominale » poi, deve logicamente corrispondere alla corrente dell'apparecchiatura o componente da proteggere.

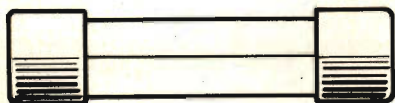
Tutte queste caratteristiche sono essenziali e rigorosamente rispettate nei fusibili di precisione WICK-MANN, nei quali una particolare stampigliatura riassume e garantisce tutti i dati necessari alla loro identificazione.

FUSIBILI DI PRECISIONE WICKMANN

I fusibili di precisione WICKMANN hanno il compito di proteggere le apparecchiature, oppure le linee ed i circuiti elettrici, dalla distruzione conseguente a correnti di inammissibile intensità e durata.

Essi sono elementi di interruzione ad azione automatica che, al manifestarsi di eventuali sovra-correnti, si interrompono con precisa sicurezza. Trovano impiego nelle industrie di: radiotecnica, elettronica, telecomunicazioni, strumenti di misura, apparecchiature elettromedicali, motori di piccola potenza, ecc.

Nelle dimensioni, i fusibili WICKMANN corrispondono alle norme DIN, mentre in dati elettrici, i conduttori fusibili sono conformi alle VDE 0820 e DIN 41680.



Fusibile a fusione rapida



Fusibile a fusione semiritardata



Fusibile a fusione ritardata

I fusibili di precisione WICKMANN - DIN 4154 - 41577 - si distinguono, nelle loro caratteristiche di interruzione, per fusione rapida, semiritardata e ritardata.

Fusibili Wickmann a fusione rapida, hanno conduttori di fusione passanti, sottili, ed uniformi, con superiore resistenza interna, quindi maggiore temperatura propria, e trovano impiego in apparecchiature non soggette a sbalzi (punte) di correnti d'accensione: proteggono contro sovra-carichi o corti circuiti componenti elettrici delicati oppure strumentazioni di misura. L'interruzione avviene al raggiungimento della temperatura di fusione del conduttore fusibile.

Fusibili Wickmann a fusione semi-ritardata

Una spirale tiene in tensione un punto di fusione di sezione più grande rispetto ai tipi rapidi, inferiore resistenza interna, minore temperatura propria.

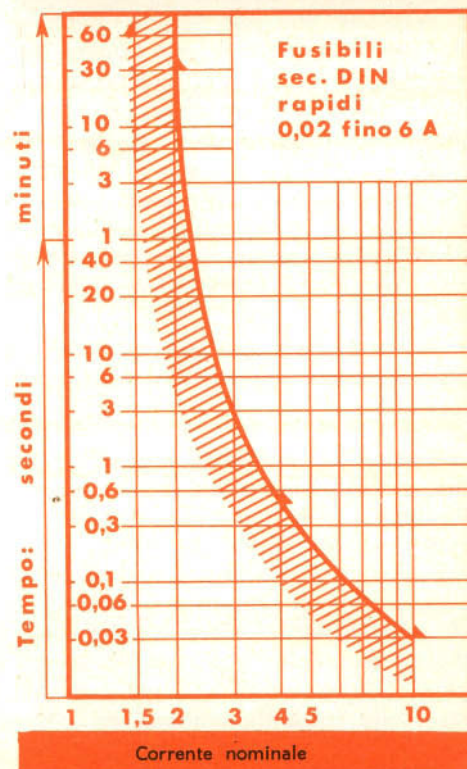
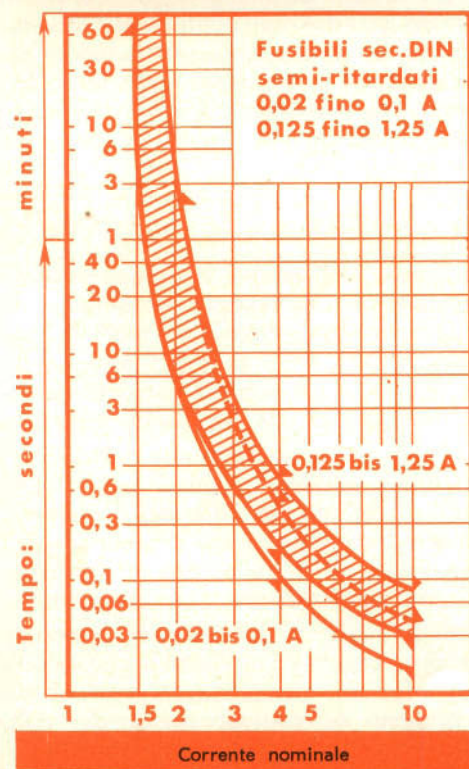
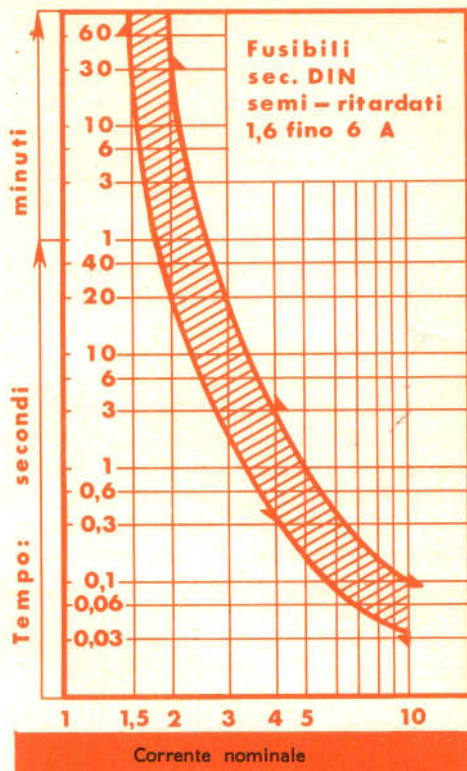
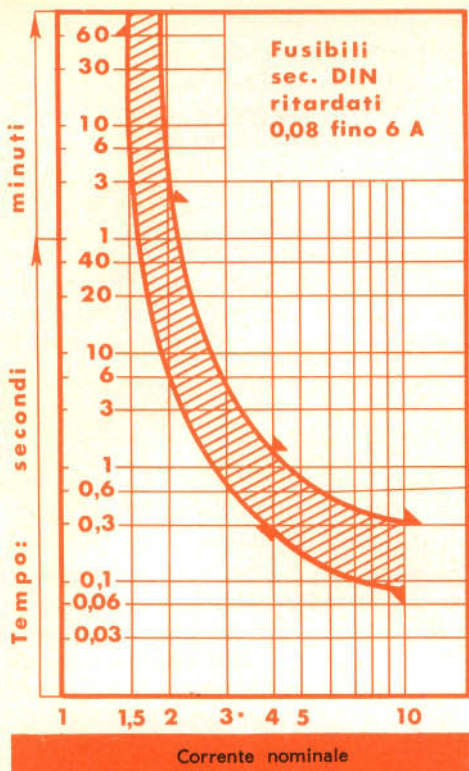
Trovano impiego in apparecchiature dove, durante le punte delle correnti d'accensione, deve essere evitata una prematura interruzione.

La resistenza alle sovra-correnti è di 4-6 volte superiore a quella dei fusibili a fusione rapida.

Fusibili Wickmann a fusione ritardata

Hanno una doppia spirale con un punto di fusione a grande sezione, resistenza interna e temperatura propria bassissima; a questo modo il conduttore fusibile raggiunge la temperatura di fusione dopo un certo tempo. Trovano impiego là dove sono frequenti alte punte di correnti di rapida intermittenza, ad esempio durante l'accensione di motori, nei trasformatori, ecc.; l'interruzione avviene con la fusione del punto di saldatura. La resistenza alle sovra-correnti è circa 15 volte superiore a quella dei fusibili a fusione rapida.

Per la loro bassa potenzialità d'interruzione l'impiego dovrebbe essere limitato ai circuiti secondari.



Caratteristiche e dati costruttivi

Tutti i fusibili di protezione di apparecchiature sono contrassegnati con il valore della tensione (tensione nominale), intensità di corrente (corrente nominale), e potenziale d'interruzione.

Tensione nominale è la tensione per la quale il fusibile è stato costruito e denominato.

Corrente nominale, corrisponde alla corrente dell'apparecchiatura da proteggere senza che s'interrompa il conduttore fusibile; la rapidità d'interruzione è subordinata alla intensità della sovra-corrente. Durante l'esercizio, la corrente nominale non deve essere superata. Secondo le norme CEE la corrente nominale viene indicata in mA, mentre secondo le DIN la stessa viene indicata in Ampere.

Potenziale d'interruzione (corrente di corto circuito) è la corrente, ad una determinata tensione, che può essere interrotta dal fusibile senza distruggerlo oppure ne permanga un arco. I componenti circostanti non devono essere danneggiati.

Nella scelta del fusibile si deve tenere conto che, anche in caso di guasto, esso non deve essere percorso da una corrente superiore a quella corrispondente al potenziale d'interruzione, altrimenti non è assicurata una efficace protezione all'impianto.

Il riferimento dei potenziali d'interruzione è precisato dai grafici della tabella II.

Resistenza, caduta di tensione e consumo proprio, non sono da trascurare per l'influenza che possono esercitare sui circuiti da proteggere. I fusibili a fusione semi-ritardata e ritardata hanno, sotto carico, una minore resistenza interna e quindi anche una inferiore temperatura propria. I dati delle massime resistenze proprie di prescrizioni DIN, per i singoli valori delle correnti nominali, sono elencati in tabella I.

Secondo le norme CEE il massimo consumo proprio consentito, per tutti i valori di correnti nominali, è 1 W. Secondo le norme DIN, invece, i valori massimi vengono definiti dalle resistenze.

Cappucci di contatto, sono di ottone nichelato. I fusibili irreversibili hanno un piolino a passo obbligato, quelli con segnalino di fusione sono di ottone tornito e nichelato.

I tubetti isolanti sono di vetro, mentre per potenziale d'interruzione superiore sono di materiale ceramico.

I cappucci del fusibile, hanno impresso vicino al marchio di fabbrica la specie delle fusioni: F (rapida), T ritardata; i semi-ritardati sono senza contrassegno. Inoltre la corrente a tensione nominale, e la lettera di riferimento dell'appropriato potenziale d'interruzione.

Per i fusibili di alta precisione è consigliabile inserire nell'interno del tubetto elementi con scritte, indicanti il valore di corrente o altro, in quanto potrebbero alterare le caratteristiche del fusibile, specialmente se gli stessi sono di composizione igroscopica.

La curva del tempo di sopportazione della corrente per fusibili a fusione rapida, semi-ritardata e ritardata è indicata nelle tabelle DIN con i tempi di fusione di 1,5 - 2,1 - 4 e 10 volte la corrente nominale (vedi grafici alla pagina precedente).

Il materiale e la costruzione fisica del conduttore fusibile, i punti di saldatura e i punti di fusione del saldante, il materiale di spegnimento e la sua granulatura definiscono la curva del tempo di corrente ed il potenziale d'interruzione del fusibile.

Una sorveglianza continua dei materiali sulla loro purezza ed uniformità, come pure una produzione curata in ogni particolare, garantiscono la corrispondenza dei dati tecnici indicati.

TABELLA I

Valori resistivi in Ohm a normale potenziale d'interruzione

Corr. nom. A	Fusibili reversibili			Fusibili irreversibili			lunghezza	Fusibili irrevers. c/segналino di fusione		lunghezza	Fusibili reversibili c/segналino di fusione		lunghezza		
	rapidi	semi-rit.	ritardati	rapidi	semi-rit.	ritardati		rapidi	semi-rit.		rapidi	semi-rit.			
0,02		40					30			30			30		
0,035		15													
0,05		10													
0,06		8,5													
0,08		5													
0,1		4							6,5			6,5			
					6				5			5			
0,125	20	3,5	16	25	4,5	17	25		4,5			4,5			
0,16	16	2,6	12	18	3	13			3				3		
0,2	12	2	6	14	2,5	7			2,5				2,5		
0,25	6	1,2	4,5	7	1,5	5			1,5				1,5		
0,3	5	1	3,8	6	1,3	4,5			1,3				1,3		
0,4	3,4	0,6	2,5	4	0,8	3			0,8				0,8		
0,5	0,8	0,45	1,2	1	0,5	1,5			0,5				0,5		
0,6	0,5	0,3	0,5	0,7	0,35	0,55			0,35				0,35		
0,8	0,4	0,2	0,2	0,4	0,2	0,2			0,2				0,2		
1,0	0,25	0,15	0,15	0,25	0,15	0,15			0,15				0,15		
1,25	0,2	0,13	0,13	0,2	0,13	13		0,13				0,13			
1,6	0,2	0,1		0,2	0,1		20		0,2			0,2			
2,0	0,15	0,085		0,15	0,085				0,15	0,085			0,15	0,085	
2,5	0,09	0,075		0,09	0,075				0,09	0,075			0,09	0,075	
4	0,05	0,045		0,05	0,045				0,05	0,045			0,05	0,045	
6	0,027	0,02							0,027	0,02			0,027	0,02	

NORME TEDESCHE, VALIDE DALL'OTTOBRE 1953, SULLA TECNOLOGIA, DATI ELETTRICI E IMPIEGO DEI FUSIBILI WICKMANN DI PRECISIONE

I fusibili sono dispositivi ad azione automatica, per la protezione delle apparecchiature contro carichi di correnti di inammissibile intensità e durata.

L'interruzione protettiva avviene mediante la fusione del filo fusibile percorso dalla corrente.

L'apparecchiatura si compone del portafusibile (con cappello a vite oppure con chiusura a bajonetta), dell'innesto a passo obbligato (per fusibili irreversibili) e dei fusibili con o senza segnalino di fusione.

PARTI COSTRUTTIVE

Il fusibile è un corpo chiuso che, nella sua cameretta di fusione, contiene il filo fusibile per l'interruzione delle correnti.

Il fusibile può essere munito, nell'eventualità, di piolino a passo obbligato, di segnalino di fusione, oppure di entrambi.

Il piolino a passo obbligato assicura l'irreversibilità nel montaggio del fusibile. Il segnalino di fusione (denominato anche segnalatore d'interruzione) è la parte del fusibile che, mediante il suo calore, determina la corrente nominale del fusibile ed indica la posizione e lo stato del conduttore di fusione durante l'esercizio. Il portafusibile è il contenitore del fusibile. Il foro d'innesto a passo obbligato è la parte che assicura l'irreversibilità al portafusibile.

Il cappello a vite serve per il fissaggio del fusibile nel portafusibile.

Il cappello ad innesto serve per il fissaggio, con chiusura a bajonetta, del fusibile nel portafusibile.

DATI ELETTRICI

Il fusibile viene costruito per una determinata tensione e corrente nominale e definito secondo le stesse.

La corrente di prova è di 1,5 volte superiore alla corrente nominale, cioè alla corrente che il fusibile deve sopportare in un apparecchio per prove di collaudo di prescrizione.

Il tempo d'interruzione è quello misurato dalla introduzione a freddo del fusibile nell'apparecchio di collaudo, fino alla interruzione della corrente.

I fusibili si differenziano secondo il valore del tempo d'interruzione (caratteristica): fusione rapida (F prima del valore della corrente nominale), fusione semi-ritardata (senza lettera di definizione) e ritardata (T prima del valore della corrente nominale). I tempi d'interruzione che devono sopportare i fusibili, sono indicati in tabella 2.

TABELLA II
Riferimento della corrente di prova, tempo d'interruzione alla corrente nominale

Caratteristica	Corrente nominale Jn A	Corrente di prova I h 1,5 Jn A	Tempo d'interruzione a:			Potenziale d'interruzione sec. tabella nr. 2
			2,1 Jn min	4 Jn s	10 Jn ms	
Fusibili sec. DIN 41 571 e DIN 41 574						
rapida (F)	0,125 fino 1,25	sopportata almeno 1 ora	< 30	< 0,4	< 30	C, E, G
	0,125 fino 6		< 30	< 0,4	< 30	E, G
semi- ritardata	0,035 fino 0,1		< 2	0,04 fino 0,5	5 fino 30	C
	0,125 fino 1,25		< 30	0,15 fino 0,8	30 fino 80	C
ritardata (T)	1,6 fino 6		< 30	0,5 fino 3	30 fino 80	D
	0,125 fino 1,25		< 2	0,3 fino 2	80 fino 300	B
Fusibili con segnalino di fusione sec. DIN 41 576 e DIN 41 577						
rapida (F)	1,6 fino 6	sopportata almeno 1 ora	< 30	< 0,4	< 30	D
	0,08 fino 0,1		< 2	0,04 fino 0,5	5 fino 80	C
semi- ritardata	0,125 fino 1,25		< 2	0,15 fino 0,8	30 fino 80	C
	1,6 fino 6		< 30	0,5 fino 3	30 fino 80	D

Un ritardo d'interruzione, nei fusibili a fusione semi-ritardata e ritardata, avviene solo quando le sovra-correnti sono superiori di 4 volte alla corrente nominale; generalmente l'esecuzione costruttiva del portafusibile e la sua temperatura esterna hanno una influenza determinante sul tempo di interruzione.

Nei fusibili a fusione semi-ritardata e ritardata l'influenza cresce progressivamente, in quanto i tempi d'interruzione diventano più lunghi.

Il potenziale d'interruzione (corrente di corto circuito) è la corrente che, ad una determinata tensione, deve interrompere con sicurezza il fusibile, senza distruggerlo oppure ne permanga un arco. I componenti circostanti non devono essere danneggiati.

In questa norma il potenziale d'interruzione è indicato per una tensione continua di 275 V e per una tensione alternata di 250 V. Il potenziale d'interruzione del fusibile viene definito con una lettera, stampata prima del valore della corrente nominale. Il significato delle lettere può essere ricavato dalla tabella N. 3. La resistenza di un fusibile è la resistenza misurata a corrente nominale con fusibile in esercizio.

IMPIEGO

Nello scegliere il tempo d'interruzione (fusione rapida, semi-ritardata e ritardata) e il potenziale d'interruzione di un fusibile, si deve tenere conto di quanto segue:

I fusibili a fusione semi-ritardata e ritardata, sotto carico, hanno una minore resistenza interna e quindi anche una temperatura propria minore nei confronti dei fusibili a fusione rapida di pari corrente nominale.

La stabilità di corto circuito dei fusibili semi-ritardati o ritardati è pertanto inferiore a quella dei fusibili a fusione rapida.

Praticamente, i fusibili a fusione rapida dovrebbero essere impiegati in apparecchiature prive di sbalzi di correnti d'accensione, oppure dove devono essere protetti componenti elettrici delicati, o strumentazioni di misura, contro sovra-carichi o cortocircuiti.

I fusibili a fusione semi-ritardata sono da impiegare quando, per normali variazioni della corrente, non deve essere provocata una interruzione prematura, possibile in apparecchiature con circuiti collegati direttamente a rete.

Siccome la lettera A sta per ampere e quella F per fusione rapida, per evitare confusioni le stesse non vengono usate per la definizione del potenziale d'interruzione. I fusibili a fusione ritardata sono consigliabili dove si manifestano forti sbalzi di corrente di rapida frequenza, p. es. durante l'accensione di motori o trasformatori, senza danneggiare le apparecchiature. Per la loro bassa efficacia d'interruzione, il loro impiego dovrebbe essere limitato ai circuiti secondari delle apparecchiature.

TABELLA III
Riferimento del potenziale d'interruzione alla lettera di definizione

Potenziale d'interruzione in Amp a		Lettera di definizione *)
275 V—	250 V~	
12,5	50	B
20	80	C
75	300	D
250	1000	E
750	1500	G

Per ottenere con sicurezza l'interruzione dell'apparecchiatura, oppure della parte d'impianto difettato, il passaggio di corrente non deve essere superiore al corrispondente potenziale d'interruzione del fusibile, perchè altrimenti non è assicurata una perfetta protezione all'apparecchiatura ed alla parte dell'impianto in questione.

Il valore massimo della resistenza, indicata nelle Norme, non deve essere invece trascurato nel caso di fusibili inseriti su circuiti a bassa tensione e forte corrente.

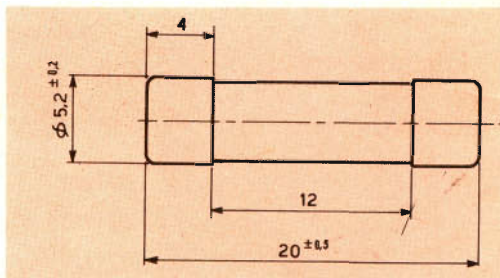
I fusibili con segnalino di fusione per una corrente nominale superiore a 1,6 A hanno il conduttore fusibile collegato in parallelo con il filo segnalatore che ha una resistenza di $\geq 1,7$ ohm. Dopo l'innescio del conduttore fusibile la caduta di tensione sul fusibile dovrà essere almeno di 3 volt per poter provocare anche la fusione del filo segnalatore.

FUSIBILI WICKMANN LITTELFUSE di precisione

Tensione: 250 Volt c.a. - 275 Volt c.c.

Tipo : 5 x 20 reversibile

Potenziale d'interruzione: B-C-D-E



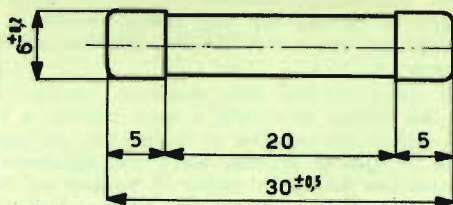
Corrente nominale in ampère	Interruzione rapida		Interruzione semiritardata		Interruzione ritardata	
	N° Cat. G.B.C.	Prezzo listino	N° Cat. G.B.C.	Prezzo listino	N° Cat. G.B.C.	Prezzo listino
0,1	G/1900	66	G/1910	80	G/1911	80
0,125	G/19001	66	G/1910-1	80	G/1911-1	80
0,160	G/1901	36	G/1910-2	50	G/1911-2	60
0,2	G/1901-1	36	G/1910-3	50	G/1911-3	60
0,25	G/1901-2	36	G/1910-4	50	G/1911-4	60
0,315	G/1901-3	36	G/1910-5	50	G/1911-5	60
0,350	G/1901-4	36	G/1910-6	50	G/1911-6	60
0,4	G/1901-5	36	G/1910-7	50	G/1911-7	60
0,5	G/1901-6	36	G/1910-8	50	G/1911-8	60
0,63	G/1901-7	36	G/1910-9	50	G/1911-9	60
0,7	G/1901-8	36	G/1910-10	50	G/1911-10	60
0,8	G/1901-9	36	G/1910-11	50	G/1911-11	60
1	G/1902	36	G/1910-12	50	G/1911-12	60
1,25	G/1902-1	36	G/1910-13	50	G/1911-13	60
1,6	G/1902-2	36	G/1910-14	50	G/1911-14	60
2	G/1902-3	36	G/1910-15	50	G/1911-15	60
2,5	G/1902-4	36	G/1910-16	50	G/1911-16	60
3	G/1902-5	36	G/1910-17	50	G/1911-17	60
4	G/1903	36	G/1910-18	50	G/1911-18	60
5	G/1903-1	36	G/1910-19	50	G/1911-19	60
6,3	G/1904	36	G/1910-20	50	G/1911-20	60

FUSIBILI WICKMANN LITTELFUSE di precisione

Tensione: 250 V c.a. - 275 V c.c.

Tipo : 6,35 x 31,75 reversibile

Potenziale d'interruzione: C-D-E-G



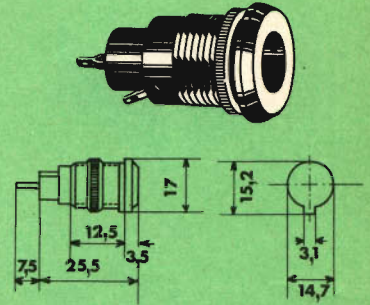
Corrente nominale in ampère		Interruzione rapida		Interruzione ritardata	
		N° Cat. G.B.C.	Prezzo listino	N° Cat. G.B.C.	Prezzo listino
1/100	0,01	G/1920	560	—	—
1/32	0,03	G/1920-1	520	—	—
1/16	0,06	G/1920-2	200	G/1925	260
1/10	0,10	—	—	G/1925-1	260
1/8	0,125	G/1920-3	120	G/1925-2	260
15/100	0,150	G/1920-4	120	G/1925-3	260
—	0,175	G/1920-5	120	G/1925-4	260
2/10	0,185	G/1920-6	120	G/1925-5	260
2/10	0,20	—	—	G/1925-6	260
1/4	0,25	G/1920 7	120	G/1925-7	260
3/10	0,30	G/1920-8	120	G/1925-8	260
3/8	0,375	G/1920-9	120	G/1925-9	260
4/10	0,40	—	—	G/1925-10	260
1/2	0,50	G/1920-10	120	G/1925-11	260
6/10	0,60	—	—	G/1925-12	260
7/10	0,70	—	—	G/1925-13	260
3/4	0,75	G/1920-11	120	G/1925-14	260
8/10	0,80	—	—	G/1925-15	260
	1	G/1920-12	84	G/1925-16	260
	1,5	G/1920-13	84	—	—
	2	G/1920-14	84	—	—
	3	G/1920-15	84	—	—
	4	G/1920-16	84	—	—
	5	G/1920-17	84	—	—
	6	G/1920-18	84	—	—
	8 *	G/1920-19	94	—	—

* 125 V c.a.

Articolo Lire

Portafusibile miniatura « Wickmann » in bachelite nera per fusibili 5 x 20 mm. Fissaggio a mezzo dado.
19466

G/2004



Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera per fusibili 5 x 20 mm. Fissaggio a mezzo dado L = 23 mm.
19474

G/2005

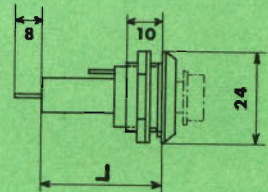


Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera per fusibili 5 x 25 mm. Fissaggio a mezzo dado L = 28 mm.
19478

G/2006

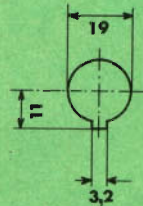
Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera. Fissaggio a mezzo dado L = 33 mm. Con cappello G/2012 - G/2013 per fusibili 6 x 30 mm. Con cappello G/2017 per fusibili 5 x 20 mm. Con cappello G/2018 per fusibili 6,35 x 31,75 mm.
19479

G/2007



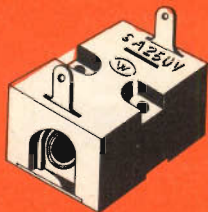
Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera per fusibili 5 x 20 mm. Esecuzione tropicalizzata. Fissaggio a mezzo dado. L = 23 mm.
19467

G/2008



Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera per fusibili 6 x 30 mm. Esecuzione tropicalizzata. Fissaggio a mezzo dado. L = 33 mm.
19468

G/2009

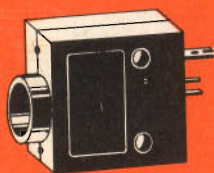
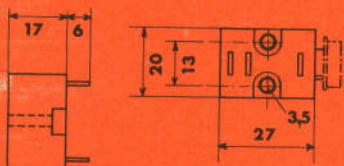


Articolo

Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera a forma prismatica per fusibili 5 x 20 mm. Fissaggio con 2 viti.

G/2027

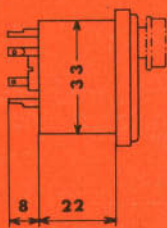
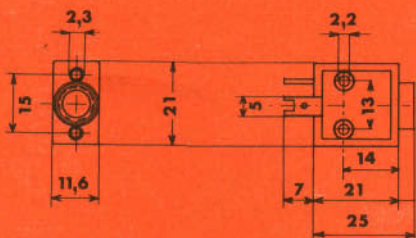
19485



Portafusibile « Wickmann » in bachelite nera per fusibili 5 x 20 mm. Fissaggio con 2 viti.

G/2028

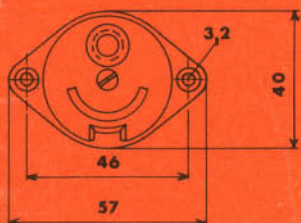
19480


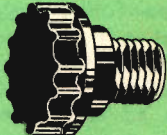
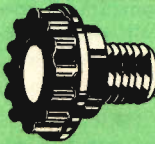

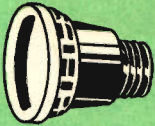
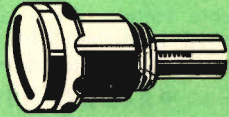


Cambiatensioni « Wickmann » in bachelite nera con portafusibile incorporato per fusibili 5 x 20 mm. Fissaggio con 2 viti.

G/2117

19490



	Articolo	Lire	
<p>Cappello a vite « Wickmann » in bachelite nera con tagliocacciavite, per portafusibili G/2005 - G/2027. 19023</p>	G/2012	—	
<p>Cappello a vite « Wickmann » in bachelite nera, per portafusibili G/2005 - G/2007. 19080</p>	G/2013	—	
<p>Cappello a vite « Wickmann » in bachelite nera con finestrella, per portafusibili G/2006. 19086</p>	G/2014	—	
<p>Cappello a vite « Wickmann » in bachelite nera, per portafusibili G/2004 - G/2028. 19585</p>	G/2015	—	
<p>Cappello a vite « Wickmann » in bachelite nera. Esecuzione tropicalizzata per portafusibili G/2008 - G/2009. 19049</p>	G/2016	—	
<p>Cappello a vite « Wickmann » con riduzione; rende possibile l'uso dei fusibili 5 x 20 mm sul portafusibile G/2007. 19089</p>	G/2017	—	
<p>Cappello a vite « Wickmann »; rende possibile l'uso dei fusibili 6,35 x 31,75 mm sul portafusibile G/2007. 19090</p>	G/2018	—	

Tutti i fusibili e portafusibili descritti sono sempre disponibili, salvo il venduto, presso il Magazzino Centrale G.B.C. di Cinisello Balsamo - MILANO - Tel. 92.89.391 - Interno 12

50% di capacità in più con la batteria H-10 in acciaio

Ora la batteria HELLESENS tipo H-10 a 9 V per apparecchi a transistors, viene fabbricata con una BLINDATURA IN ACCIAIO che oltre ad assicurarne la massima tenuta, dà una assoluta garanzia contro la deformazione e aumenta la sua capacità di conservazione in magazzino.

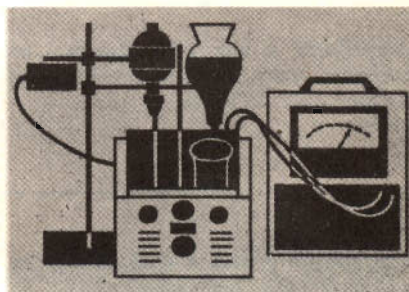


Ogni batteria viene collocata in un sacchetto di plastica ermeticamente chiuso, che costituisce una garanzia per VOI ed i VOSTRI CLIENTI.

L'attraente scatola, che vi faciliterà la vendita, contiene 12 batterie H-10 blindate che hanno una capacità di carica aumentata del 50%.

I/762 - PREZZO LISTINO L. 360

Dopo approfonditi studi e ricerche effettuate nei nostri laboratori, siamo riusciti a creare la nuova batteria H-10 che ha una CAPACITÀ DI CARICA SUPERIORE DEL 50%.



Vendete QUALITÀ - vendete HELLESENS - non esiste una batteria a secco migliore

LA PRIMA DEL MONDO



LA MIGLIORE DEL MONDO

DISTRIBUITA IN ITALIA DALL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

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. COLOMBANI M. - Bolzano

Ricevitore per CW, RF

In figura 1 è riportato lo schema di un semplicissimo ricevitore supereterodina a 3 valvole il quale può essere alimentato in cc o in ca tramite l'alimentatore di figura 4. Desiderando ottenere la ricezione in altoparlante è necessario apportare al circuito le modifiche di cui alla figura 2. Tale ricevitore ha il notevole vantaggio di consentire, mediante l'impiego di bobine intercambiabili, la ricezione nella gamma fra 75 kHz e 60 MHz cioè fra i 4000 ed i 5 metri.

La valvola 6K8 funge da oscillatrice mescolatrice mentre le 6SK7 assolve alle funzioni di amplificatrice di MF a 1600 kHz, la qual cosa consente una notevole attenuazione delle frequenze di immagine. Mentre una sezione della valvola 6C8G, un doppio triodo, è usata come rivelatrice l'altra sezione funge da beat oscillator, consentendo la ricezione in CW. Il circuito L3, C2, C3 è sintonizzato su una frequenza superiore ai 1600 kHz per le frequenze superiori ai 5 MHz e su una frequenza inferiore di 1600 kHz per le frequenze superiori ai 1600 kHz.

Il condensatore C1, di sintonia, dovrà essere posto sul lato destro del pannello, il conden-

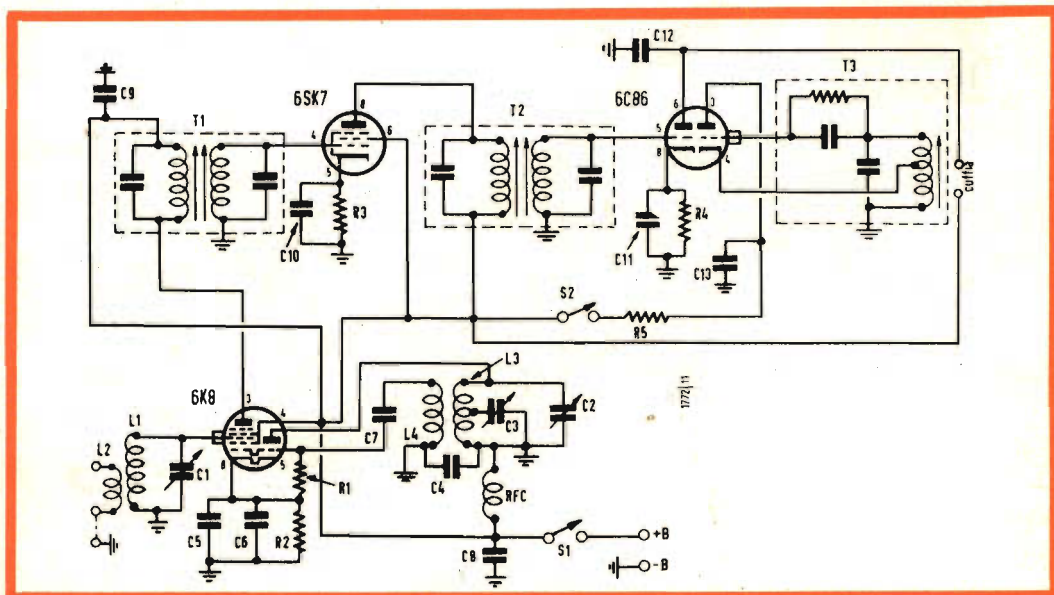


Fig. 1 - Schema elettrico di un ricevitore supereterodina.

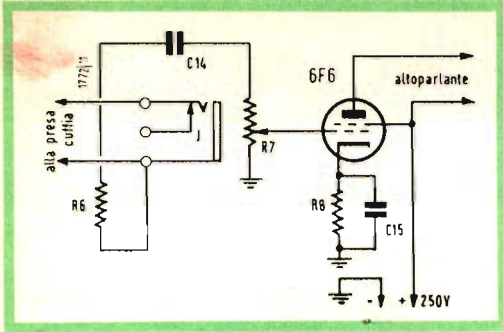


Fig. 2 - Circuito modificato per la ricezione in altoparlante.

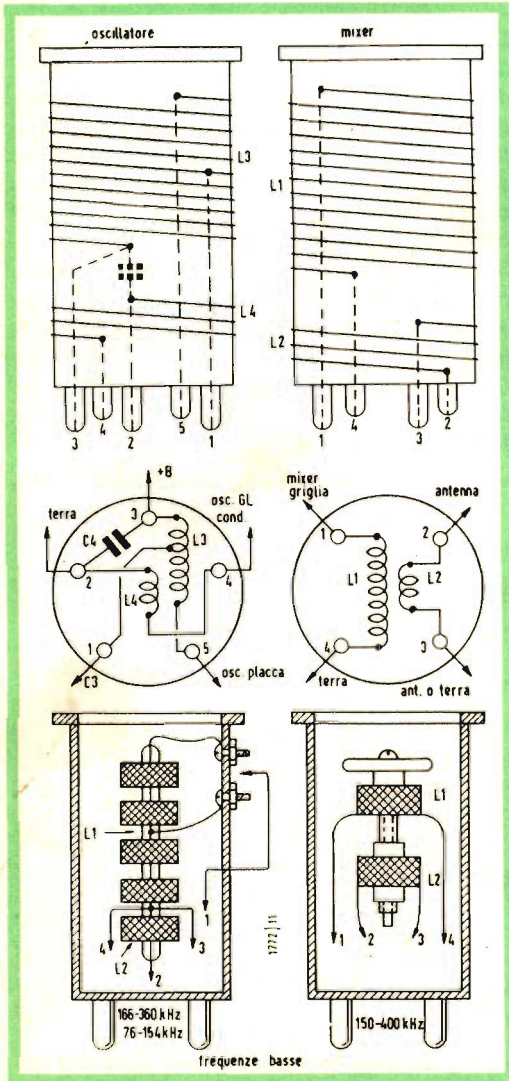


Fig. 3 - Costituzione delle bobine per la ricezione delle varie frequenze.

satore C2 sul lato sinistro mentre al centro si collocherà C3 che funge da band-spread. Le bobine saranno realizzate come indicato in figura 3, tenendo presente che il condensatore C4 dovrà essere montato insieme alla bobina dell'oscillatore. Le bobine L3A e L1B saranno avvolte con filo smaltato da 5/10 a spire unite. L3B con filo smaltato da 8/10, tutte le altre bobine L1 e L3 con filo smaltato da 10/10 su un diametro di 37 mm ed in modo da ottenere una lunghezza dell'avvolgimento pure di 37 mm. Unica eccezione la bobina G il cui diametro e lunghezza dovranno essere di 25 mm.

Le bobine L2 e L4 saranno formate da spire unite di filo smaltato da 6/10 e poste alla distanza di circa 3 mm da L1 o L4. Solo la bobina LAG sarà avvolta insieme ad L3.

Il valore dei vari componenti è il seguente: C1 = 100 pF variabile; C2 = 140 pF variabile; C3 = 35 pF variabile; C4 vedi tabella; C5 = 0,1 μ F carta; C6-C8-C12-C13 = 0,002 μ F mica; C7 = 270 pF mica; C9-C10 = 0,01 μ F carta; C11 = 5 μ F elettrolitico 50 V.

R1-R5 = 47.000 Ω $\frac{1}{2}$ W; R2-R3 = 270 Ω $\frac{1}{2}$ W; R4 = 12.000 Ω $\frac{1}{2}$ W; T1-T2 trasformatori MF 1600 kHz; T3 = trasformatore oscillatore 1600 kHz; RFC = 2,5 mH impedenza RF.

I componenti relativi all'amplificatore di figura 2 sono i seguenti:

C14 = 0,1 μ F carta; C15 = 25 μ F elettrolitico; R6 = 120.000 Ω $\frac{1}{2}$ W; per quanto si riferisce all'alimentatore nel quale si fa uso di una valvola 80 o similare C1=C2 = 8

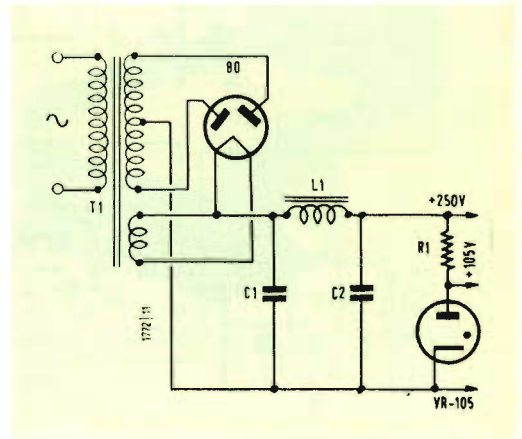


Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore.

TABELLA 1

		L1	L2	L3	L4	L3	C4
		mH	mH			presa	pF
A	76 - 154 kHz . .	30	1	65	12	estr.	300
	166 - 360 kHz . .	8	1	65	12	estr.	300
	400 - 1500 kHz . .	2,5	1	65	12	estr.	300
B	1,6 - 3,2 MHz . .	56	10	42	11	estr.	75
C	3 - 5,7 MHz . .	32	8	27	9	estr.	100
D	5,4 - 10 MHz . .	18	8	22	9	12	0,002 μ F
E	9,5 - 18 MHz . .	10	8	12	3½	6	440
F	15 - 30 MHz . .	6	4	6	2½	2½	400
G	30 - 60 MHz . .	3	3	3½	1	1	300

e 16 μ F elettrolitici da 450 V; R1 = 5000 Ω a filo 10 W; L1 = impedenza da 30 mH, 70 mA; T1 = trasformatore tipo universale da 70 mA.

Sig. MONTI M. - Como

Radiotelefono RT/11 Herald

La descrizione del radiotelefono al quale fa riferimento è stata effettuata nel n. 9/1963 di SELEZIONE TECNICA. Detto apparecchio è venduto anche sotto forma di scatola di montaggio con la sigla di catalogo SM/4001. La frequenza usata è di 29,5 MHz, la potenza non supera i 0,05 W. Come è stato detto nel suddetto articolo la portata massima in città può essere dell'ordine dei 300/400 metri, mentre è senz'altro superiore in aperta campagna.

Comunque tale apparecchio, che evidentemente non ha pretese professionali dato che deve rispondere a particolari requisiti che ne consentano l'uso senza che sia necessario munirsi di un particolare permesso, non può essere certamente usato per gli scopi ai quali si riferisce.

Comunicazioni stabili con le autovetture di emergenza possono essere stabilite esclusivamente mediante l'impiego di apparecchi destinati in modo particolare ad un tale genere di servizio.

Sotto questo punto di vista sono molto interessanti gli apparecchi ricetrasmittenti della EICO modello 770, 771, 772. Il primo è

destinato per essere alimentato esclusivamente a 117 V gli ultimi due rispettivamente a 117 V e a 6 V cc, e 117 V e 12 V cc, la qualcosa ne consente l'uso anche a bordo di autovetture. Essi consentono la ricezione di tutti i 23 canali destinati alla citizen band oppure di tre frequenze prestabilite. Detti apparecchi possono essere forniti direttamente dalla G.B.C.

Sig. ROSSI P. - Genova

Eterodina modulata a transistori per onde lunghe e medie

In figura 1 si riporta lo schema di una interessante eterodina adatta a coprire la gamma 120 kHz - 1670 kHz a transistori.

Le gamme utilizzabili sono quattro: una per le onde lunghe 120-400 kHz, due per le medie frequenze 390-550 kHz, 320-390 kHz ed una per le onde medie 520-1670 kHz. Il montaggio non presenta eccessive difficoltà. In primo luogo occorre collegare a massa il rotore del condensatore variabile al fine di evitare sensibili variazioni di frequenza per effetto della mano. Originalmente Tr1 e Tr2 erano rispettivamente due transistori francesi del tipo TJN2 e TJN1 ma essi possono essere sostituiti da altri della serie OC71 e OC72.

Le bobine dovranno essere realizzate nel seguente modo:

Gamma onde medie: su un supporto avente il diametro di 8 mm, con nucleo Ferroxcube

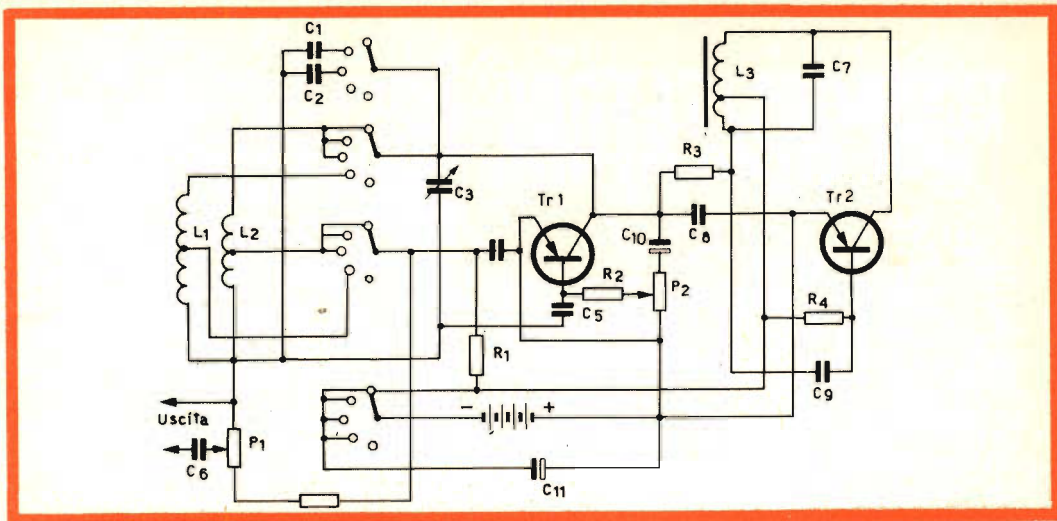


Fig. 1 - Schema elettrico di una eterodina per la gamma 120 kHz - 1670 kHz.

4A di 25 mm di lunghezza e 4 mm di diametro, sono state avvolte su una lunghezza di 15 mm, 80 spire di filo doppio (2 x 6/100). La presa deve essere effettuata alla trentesima spira a partire dal lato freddo.

Gamma onde lunghe: supporto e nucleo come detto più sopra. Le spire dovranno essere 360 con filo da 1/10, smalto-seta, con presa alla 100ª spira.

Le due gamme relative alle medie frequenze si ottengono con le bobine delle onde medie mediante l'inserzione dei due condensatori C1 e C2.

Bobina L3 relativa all'oscillatore BF: tale bobina consente di ottenere una nota di BF di circa 550 Hz (valore che può essere sensibilmente modificato variando la capacità di C7). Il segnale generatore non è perfettamente sinusoidale ma ciò non ha molta importanza per gli scopi ai quali l'apparecchio è destinato. Essa si ottiene facendo uso di quattro nuclei di Ferroxcube 3B aventi le dimensioni uguali a quelle indicate più sopra. Alle estremità del parallelepipedo che si ottiene unendo tali nuclei verranno fissate due rondelle isolanti aventi un diametro di 20 mm. Si riempirà lo spazio compreso fra le rondelle con del filo da 8/100 per 3/4 dello spazio a disposizione. La presa dovrà essere effettuata a circa 1/6 dell'avvolgimento a partire dal lato collegato a C9.

Valore dei componenti: C1 = 450 pF; C2 = 900 pF; C3 = 500 pF variabile; C4 = 2 nF; C5 = 100 pF; C6 = 2 nF; C7 = 20 nF; C8 = 10 nF; C9 = 10 nF; C10 = 50 µF elettrolitico; C11 = 50 µF elettrolitico; R1 = 820 Ω; R2 = 33.000 Ω; R3 = 10.000 Ω; R4 = 220.000 Ω; R5 = 47.000 Ω; P1 = 50.000 Ω; P2 = 50.000 Ω.

Sig. PATERNO' G. - Capua

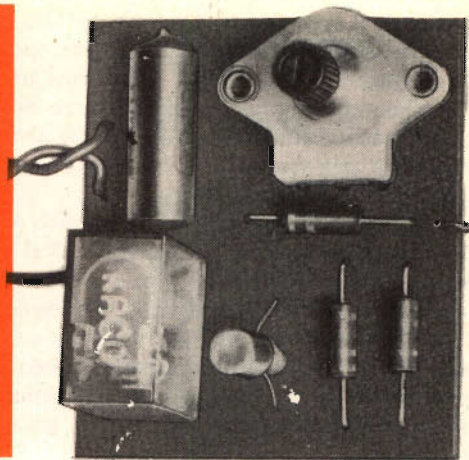
Microminiaturizzazione

Nel campo della microminiaturizzazione in elettronica le consigliamo il volume MINIA-TURE AND MICROMINIATURE IN ELECTRONICS di G. W. A. Dummer and Granville, Demy 8vo, 276 p. Editore Isaac Pitman & S. Pitman house, parker street, Kingsway, London WC2.

Potrà ottenere interessanti pubblicazioni sull'argomento dalla società Philips, rivolgendosi alla relativa biblioteca tecnica, Piazza IV Novembre, 3 - Milano.

La FAIRCHILD è rappresentata in Italia dalla SGS, Via C. Olivetti, AGRATE (Milano). L'indirizzo della SIEMENS è via Fabio Filzi, n. 1 - MILANO.

TEMPORIZZATORE A TRANSISTORI



Semplicissimo da costruire perchè, secondo ormai la nostra consuetudine, i componenti sono tutti su circuito stampato; può essere usato con soddisfazione in moltissime applicazioni, da solo o accoppiato ad altri circuiti.

E per finire, il costo è contenuto in limiti molto modesti; questa è senz'altro la ragione più valida per costruirsi questo apparecchio anche se al momento non se ne vede una immediata applicazione.

Noi però possiamo suggerirne qualcuna: regolare il tempo d'esposizione di un ingranditore fotografico; automatizzare la propria lavatrice elettrica fissandone i tempi di funzionamento; effettuare automaticamente lo spegnimento di una apparecchiatura elettronica se, entro un certo tempo, l'operatore non ha ristabilito il contatto, ...e mille altri impieghi.

La figura 1 illustra il circuito elettrico: il funzionamento del complesso sarà intuitivo per molti di Voi, ma consentiteci di spendere qualche parola di più a favore dei meno iniziati ai misteri della elettronica.

Tutto si basa sulla carica e successiva scarica del condensatore da $100 \mu\text{F}$: per semplicità osserviamo la fig. 2 che riporta solo il tratto di circuito che c'interessa e la fig. 3 per quanto concerne l'andamento delle correnti e tensioni in funzione del tempo.

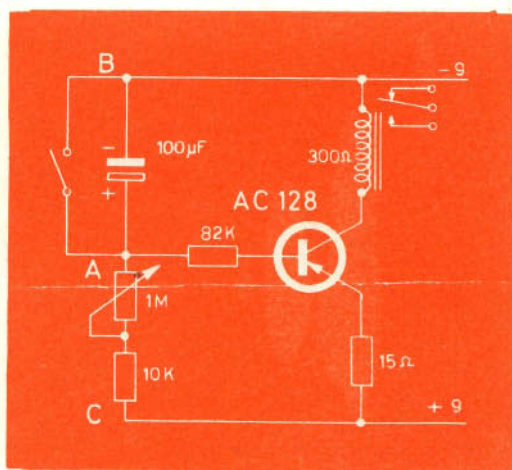


Fig. 1 - Circuito elettrico del temporizzatore a transistor.

Come il complesso viene alimentato, nel circuito di fig. 2 scorrerà una certa corrente, legata al valore della resistenza in serie al condensatore: questa corrente decrescerà secondo la curva di fig. 3, sino a ridursi a una frazione di mA, ad avvenuta carica del condensatore.

Corrispondentemente le tensioni VAB e VAC subiranno una variazione: VAB si porterà circa al valore della tensione d'alimentazione, mentre VAC tenderà allo zero.

Questo ammettendo che il condensatore da 100 μF abbia delle perdite piccolissime, e che perciò la sua resistenza interna, rispetto alle resistenze del circuito, sia molto elevata.

Ora immaginiamo di cortocircuitare il condensatore, cioè scaricarlo repentina-

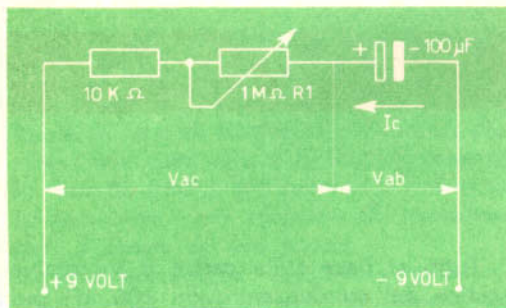


Fig. 2 - Schema parziale del temporizzatore: il circuito RC.

mente annullando l'energia statica in esso accumulata, e subito dopo aprire il cortocircuito. Logicamente la VAB all'atto del cortocircuito cadrà a zero, mentre la I del circuito diventerà massima e uguale a $V \text{ alimentazione} / R_1 + R_2$.

Successivamente il condensatore ripren-

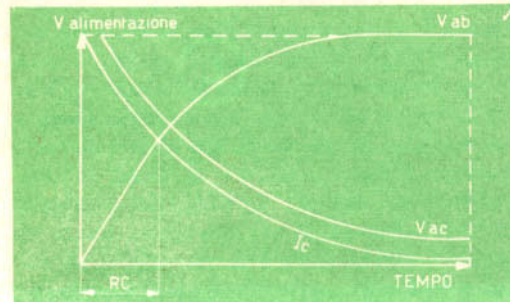


Fig. 3 - Andamento delle tensioni e correnti di carica e scarica del condensatore da 100 μF .

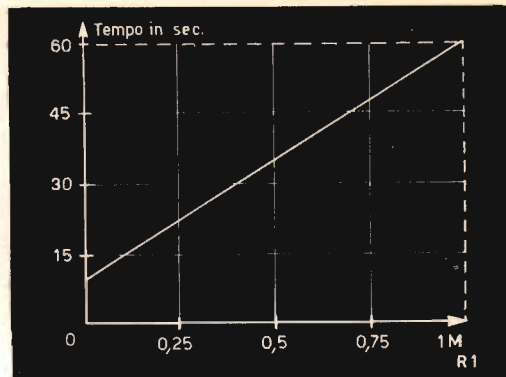


Fig. 4 - Tempo di attrazione del relais in funzione di R_1 .

derà a caricarsi sino a che la corrente non raggiunga il suo valore minimo e uguale a $V \text{ alimentazione} / R_1 + R_2 + R_c$.

Ritorniamo allo schema di fig. 1.

La scarica del condensatore è effettuata tramite un pulsante collegato semplicemente ai capi del condensatore da 100 μF , e un transistor è collegato al circuito R_c in modo che la sua polarizzazione di base sia influenzata dal valore delle tensioni VAB e VAC e della corrente I.

Questo transistor è un AC128, cioè un normale tipo PNP per bassa frequenza con guadagno limitato e alta corrente di collettore: un qualsiasi altro tipo però andrà egualmente bene, se scelto tra i vari OC71, OC75, OC74, OC76, 2N406, 2N408 ecc.

Forse si renderà necessario ritoccare leggermente il valore della resistenza da 82 k Ω in serie alla base, ma comunque il circuito funzionerà perfettamente. Carico del collettore è un relais, l'ormai famoso G/1484 dei nostri radiocomandi: presenta

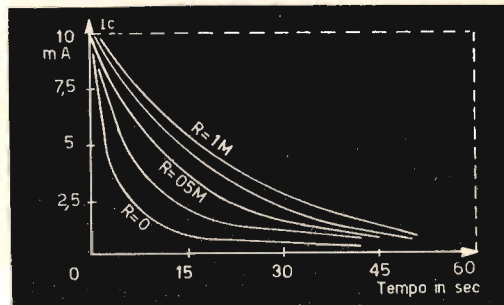


Fig. 5 - La corrente di carica è funzione del valore di R_1 .

una resistenza di 300Ω , ha un solo contatto di scambio, e delle dimensioni d'ingombro veramente ridotte.

A seconda degli impieghi ai quali si destinerà il temporizzatore, i contatti del relais potranno comandare direttamente i vari utilizzatori, a patto che questi non assorbano più di qualche centinaio di milliamperè, o un secondo relais di potenza per carichi maggiori.

L'emettitore del transistor è polarizzato con una resistenza da 15Ω , che ha anche lo scopo di limitare eventuali sovracorrenti; la resistenza da $82 \text{ k}\Omega$ invece, in serie al circuito di base è calcolata in modo da interdire o rendere conduttore il transistor per i diversi valori di Ic.

A questo punto ci sembra di essere stati sufficientemente chiari: premendo il pulsante, il punto A viene portato verso il negativo, quindi l'emettitore risulterà positivo rispetto alla base, il transistor condurrà e il relais verrà commutato nella posizione di lavoro.

Contemporaneamente il condensatore è stato scaricato, in modo che, a pulsante rilasciato, se ne inizierà la carica secondo la curva esponenziale vista precedentemente. Solo a carica avvenuta la tensione VAB sarà tornata massima e, di conseguenza, la base del transistor meno negativa rispetto all'emettitore. La fig. 3 ha illustrato l'andamento delle curve di carica e scarica, la fig. 4 invece consente di calcolare il tempo di attrazione del relais in funzione del valore della resistenza R1 in serie al condensatore.

Sempre in funzione di R1 la fig. 5 mostra varie curve della corrente di carica, e precisamente in relazione a $R1 = 0/0,25/0,5/0,75/1 \text{ M}\Omega$.

La corrente massima di assorbimento del complesso è pari a 10 mA , ma facciamo notare, per un tempo molto breve: una comune pila a 9 volt del tipo usata per apparecchietti a transistori può quindi garantire al nostro temporizzatore una lunga autonomia di funzionamento.

La costruzione pratica

L'unica difficoltà, se difficoltà si può chiamare, è la realizzazione del circuito stam-

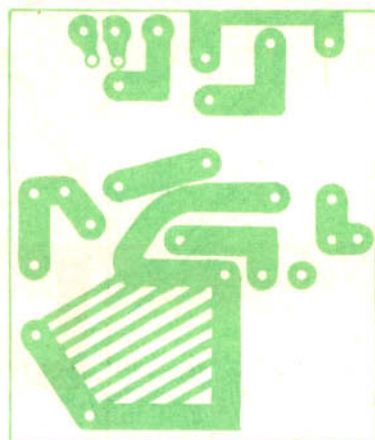


Fig. 6 - Circuito stampato del temporizzatore in scala 1:1.

pato. La fig. 6 lo riproduce in grandezza naturale: per copiarlo quindi sovrapporre la pagina della rivista alla lastra di bakelite ramata opportunamente dimensionata, e segnare tutte le forature tracciando successivamente il circuito con l'apposito inchiostro.

Per chi non avesse seguito le precedenti descrizioni ricordiamo che l'esecuzione di un circuito stampato è una cosa semplicissima, a patto di essere in possesso della confezione « Print-Kit » reperibile presso tutti i magazzini G.B.C. Detta confezione è completa di lastre di bakelite ramata, inchiostro e acido per incidere, oltre alle istruzioni complete per eseguire qualsiasi lavoro. Terminata la costruzione del circuito si può passare senz'altro al montaggio vero e proprio: la fig. 7 dà il piano di cablaggio completo e ogni possibilità di errori è assolutamente da escludersi. Badare solo alla polarità del condensatore da $100 \mu\text{F}$ e alla giusta inserzione dei tre terminali del transistor AC128: ricordiamo che sull'involucro dello stesso un puntino rosso serve ad indicare il lato collettore.

A montaggio ultimato, collegare tramite l'apposito morsetto la pila a 9 V, premere il pulsante e controllare che il relais funzioni normalmente, anche variando i tempi con il potenziometro da $1 \text{ M}\Omega$.

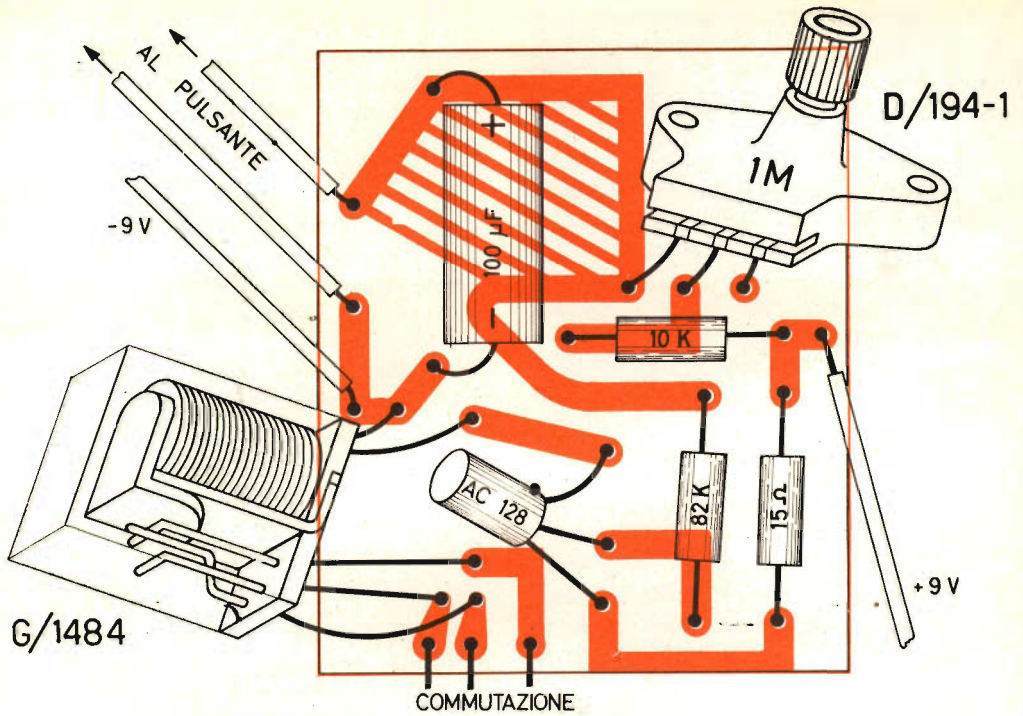


Fig. 7 - Schema pratico di cablaggio; curare in modo particolare la polarità del condensatore da 100 µF e la giusta disposizione dei piedini del transistor AC128.

ELENCO COMPONENTI

Materiale tipo	N° G.B.C.	Prezzo listino
Transistore	AC128
Relais 300 Ω	G/1484
Condensatore 100 µF 12 V	B/339-1
Potenzimetro 1 MΩ	D/194-1
Resistenza 15 Ω ½ W 10%	D/32
» 10 kΩ ½ W 10%	D/32
» 82 kΩ ½ W 10%	D/32
Pulsante	G/1201
Pila 9 V	I/762
Clips per pila	G/272
Circuito stampato	Vedere testo

AMPLIFICATORE HI-FI MINIATURA

Se negli oscilloscopi a raggi catodici non è raro riscontrare che lo stadio di uscita viene usato contemporaneamente come invertitore di fase, dobbiamo anche riconoscere che, in materia di alta fedeltà, questo procedimento è praticamente ignorato, per non dire sistematicamente scartato.

Ci dobbiamo quindi felicitare con l'autore di questo articolo, per aver risolutamente preso posizione contro questo pregiudizio, poichè con ciò ha aperto la porta ad

un aspetto sconosciuto della tecnica, le cui applicazioni si prospettano quanto mai interessanti.

Come ci si può rendere conto esaminando lo schema, l'amplificatore comporta un numero limitato di elementi componenti. Con sole quattro valvole, compresa la raddrizzatrice, si ottiene un complesso capace di 6 W di potenza modulata con un tasso di distorsione molto basso.

Lo stadio d'uscita dell'amplificatore Hi-Fi impiega il principio di inversione di fase

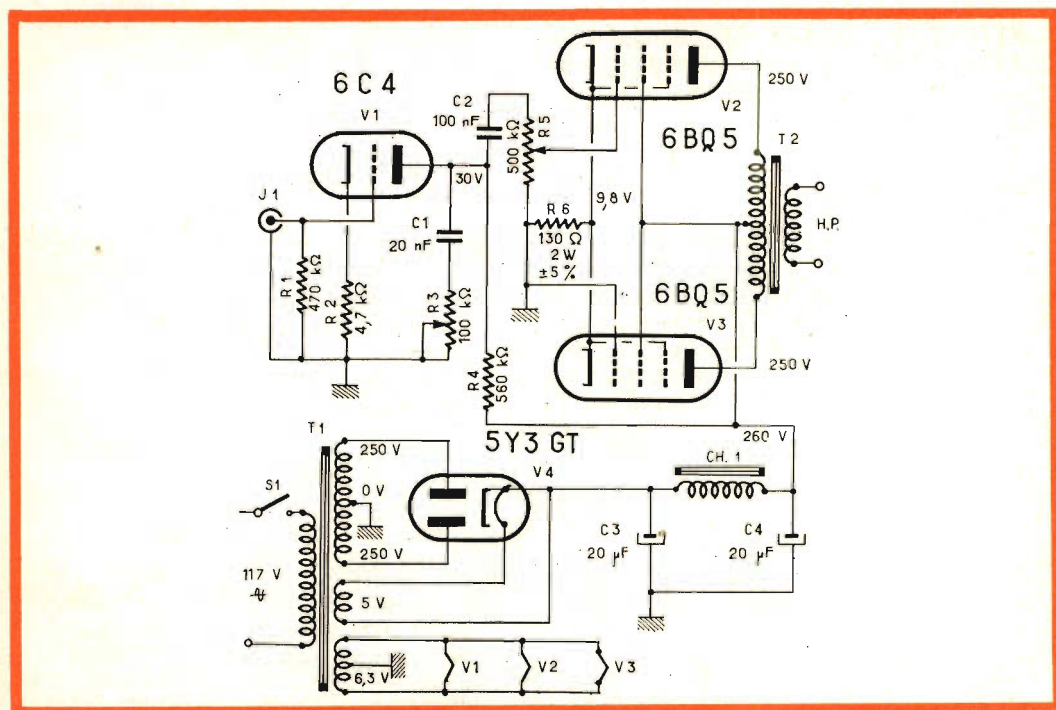


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore HI-FI- miniatura.

di Schmitt; l'accoppiamento fra le due valvole di uscita è ottenuto tramite la resistenza catodica R6.

Data la grande sensibilità delle valvole usate nello stadio di uscita, (6BQ5 oppure EL84) è stato previsto un solo stadio di preamplificazione, nel quale è usata la valvola 6C4. Ma l'originalità dello schema risiede nel sistema adottato per l'inversione di fase.

In effetti, l'inversione di fase si effettua nello schema al livello dello stadio di uscita in cui l'accoppiamento fra le valvole V2 e V3 è realizzato tramite la resistenza catodica comune R6, la griglia di V3 essendo collegata a massa. Si tratta dell'invertitore di fase di Schmitt, assai familiare ai tecnici, il cui carico è costituito dagli avvolgimenti del primario del trasformatore di uscita T2.

Essendo la valvola V3 pilotata dal catodo, sulla sua placca si ottengono dei segnali spostati di fase di 180° rispetto a quelli esistenti sulla placca di V2. La regolazione del volume è ottenuta con un potenziometro che costituisce al tempo stesso la resistenza di fuga della griglia di V2. Un comando per la regolazione del tono è pure previsto, sebbene rudimentale; esso deriva più o meno, attraverso R3, le frequenze più alte del segnale. Per maggiori

esigenze, può essere adottato un sistema di regolazione di tonalità più adatto ad un amplificatore ad alta fedeltà.

In pratica, l'amplificatore può essere usato direttamente al seguito di un « tuner » FM oppure di una testina ceramica di pickup, la cui tensione d'uscita raggiunge facilmente 1 V.

Si noterà che la resistenza catodica della valvola 6C4 (R2) non è disaccoppiata allo scopo di allargare la banda passante delle frequenze acustiche. Se l'amplificazione fosse troppo alta, si potrebbe ricorrere con vantaggio ad un effetto di controreazione che, prelevata dal secondario del trasformatore d'uscita, farà capo alla resistenza catodica di V1.

Il circuito di alimentazione non richiede alcun chiarimento, data la sua elementare costruzione; tutto al più si potrà adottare una raddrizzatrice in miniatura a riscaldamento indiretto (EZ80 o simile), in luogo della 5Y3 usata nello schema originale.

E' invece molto importante che il trasformatore d'uscita sia scelto di ottima qualità, poichè non si deve dimenticare che, in definitiva, il rendimento dell'amplificatore dipende in gran parte da questo organo.

Il secondo canale televisivo francese ha diffuso recentemente il suo primo programma. Precedentemente erano stati trasmessi soltanto il monoscopio e cortometraggi per i venditori degli apparecchi televisivi.

I programmi U.H.F. trasmessi da Parigi non potranno essere captati in Belgio prima del mese di maggio o giugno 1964, epoca in cui verrà ultimata la costruzione del trasmettitore U.H.F. di Lilla.

Il progetto per l'ampliamento e ricostruzione dell'ospedale Bronovo all'Aia prevede l'installazione prima della fine dell'anno di due telecamere che avranno il compito di tenere sotto costante osservazione quei pazienti che necessitano di una continua sorveglianza. Prima di prendere una decisione definitiva in merito, il Comitato direttivo dell'ospedale ha condotto esperimenti per un periodo di 6 mesi onde saggiare l'efficienza del sistema. Poiché i risultati delle prove hanno dato esito positivo è stata decisa l'installazione definitiva dell'impianto.

TRASMETTITORE

A CRISTALLO

PER ONDE CORTE

Questo trasmettitore, il cui schema di principio è visibile in fig. 1, è stabilizzato in frequenza mediante un cristallo di quarzo.

Il tasto manipolatore, inviando la corrente all'apparecchio, ne determina il funzionamento.

Naturalmente, non essendo modulato il segnale di alta frequenza emesso, la ricezione deve avvenire per mezzo di un ricevitore a reazione.

Per trasmettere sulla frequenza di 80 metri, la bobina L2 avrà 62 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,2 mm, con presa alla 32ª spira.

Il supporto sarà di 25 mm di diametro. La bobina L1 si avvolge a lato della precedente, alla distanza di 5 mm oppure, se si vuole una maggiore efficienza, si avvolge sopra L2. L1 è composta di 5 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,6 mm.

Per trasmettere su 40 metri, L2 consta di 3 spire e L1 è pure di 3 spire.

Il condensatore variabile C2 ha una capacità di 50 pF.

L'alimentazione del transistor è fornita

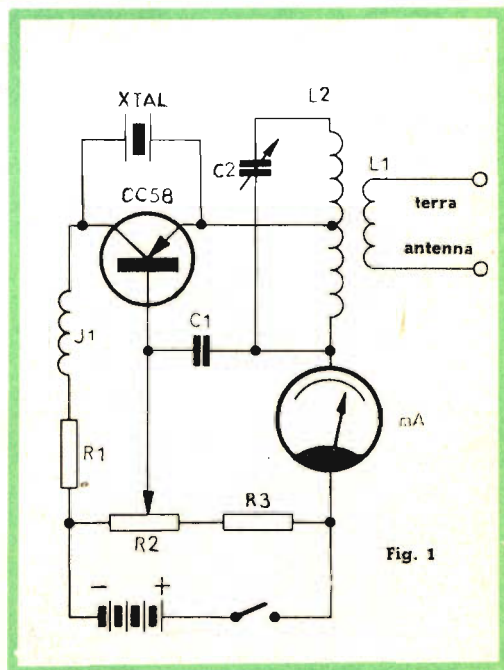


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

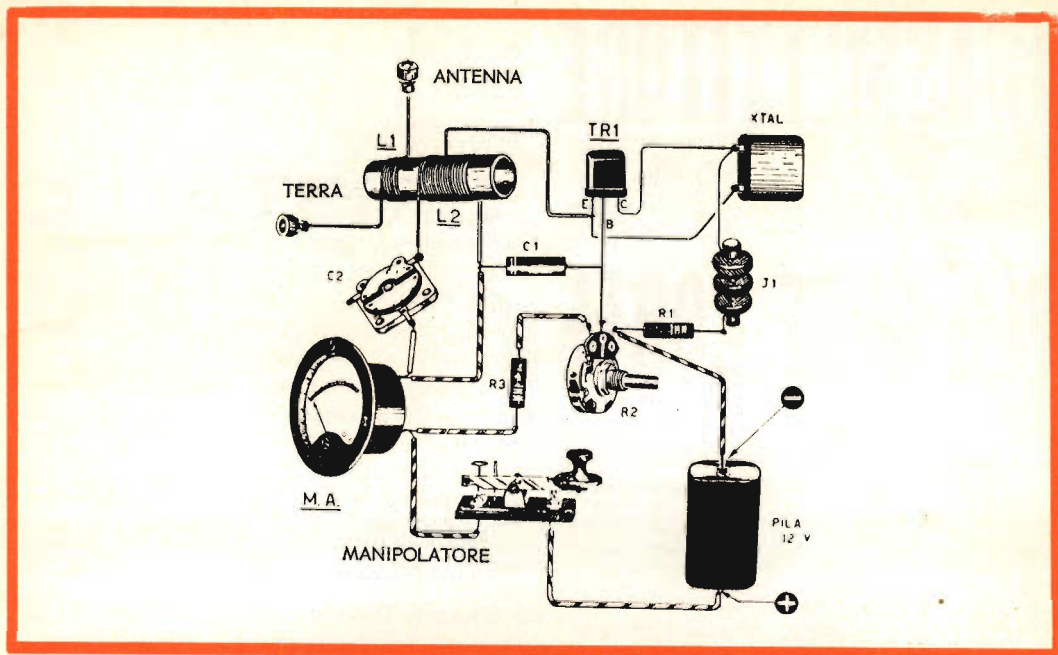


Fig. 2 - Cablaggio del trasmettitore.

da una pila di 12 V. Il transistor è del tipo OC 58, mentre il cristallo di quarzo, che nello schema è indicato con Xtal, deve essere adattato alla frequenza sulla quale si vuole trasmettere.

In fig. 2 è mostrato il montaggio dei componenti e, data l'evidenza di ogni particolare, non occorre altra istruzione.

Componenti:

- C1 = 10.000 pF a carta;
- C2 = 50 pF variabile ad aria;
- R1 = 750 Ω ;
- R2 = 10.000 Ω , potenziometro;
- R3 = 50.000 Ω ;
- J1 = Impedenza di alta frequenza;
- MA milliamperometro da 5 mA a fondo scala.

Una nuova tecnica è in atto all'Università di Stanford per la correzione del distacco della retina mediante «saldatura elettronica».

I raggi di un «laser» possono essere usati anche per distruggere certi tumori nei vasi sanguigni dell'occhio e per creare una nuova pupilla in un'iride bloccato o fuori posto. Un laser costruito dalla Optica Technology Inc. viene usato assieme ad un fotocoagulatore Zeiss che utilizza la luce di un tubo a gasxeno. Ha partecipato al progetto il Prof. Artur L. Schawlow co-scopritore del principio del laser, assieme a due oftalmologi della Università di Stanford.

radiotecnici - radioamatori - radioriparatori
presso la sede



di GENOVA

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

**troverete un vasto assortimento
di materiale elettronico**





NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

I ricercatori britannici che lavorano al laboratorio di ricerche elettroniche delle FORZE ARMATE, hanno costruito un diodo a giunzione «LASER» di grande potenza, secondo quanto ha riferito un altro scienziato appena tornato dall'Europa, Benjamin Lax del laboratorio Lincoln MIT.

Egli dice che gli inglesi mettono un laser «GALLIO arsenide» fra linguette di Molibdeno per migliorare il trasferimento di energia e che con tale procedimento è stata ottenuta una potenza di circa 1 W.

Comunica inoltre che dai suoi colloqui con i Russi al Congresso di Parigi, pare che i ricercatori sui lasers semiconduttori all'Istituto Lebedev stiano ottenendo dei risultati già raggiunti negli Stati Uniti.

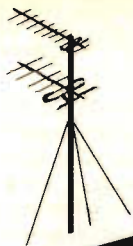
Una nuova tecnica costruttiva, il procedimento anulare, è impiegata dalla Motorola come soluzione ai problemi di alta tensione derivanti da impieghi speciali dei «planar silicon».

Secondo l'inventore, Jack Haenichen, gli attuali dispositivi «planar» hanno un basso voltaggio di cedimento dovuto ad un fenomeno conosciuto come «canalizzazione», diffuso in modo particolare nei dispositivi pnp. In effetti la canalizzazione è un'invenzione di polarità indotta vicino alla superficie del transistor, ed è causa di una forte perdita di corrente e di grave instabilità. Il procedimento anulare supera quest'inconveniente con un canale appositamente indotto e di caratteristiche controllate. Il canale è in vicinanza della base, è a forma di anello, ed è ottenuto per diffusione. La Motorola ha ora in vendita transistor al silicio pnp con tassi di cedimento sino a 70 V, in confronto al tasso tipico di 20 V per i dispositivi «planar». La ditta afferma che i transistori prodotti sono anche insensibili alle radiazioni.

Nuovi sviluppi nello studio dei transistori sono stati annunciati al 2° Congresso cinese nazionale sui semi-conduttori tenutosi recentemente a Peking, secondo l'ufficiale Agenzia della Nuova Cina. Annuncia un certo successo nella preparazione di siliciumi ultrapuri, nell'estrazione, sintesi e analisi dell'elemento mediante procedimenti chimici, la sua estrazione e purificazione mediante procedimenti fisici, e nella preparazione di diversi tipi di cristalli singoli. Alcuni degli 86 rapporti presentati al Congresso riguardano nella costruzione dei cristalli singoli.

La Atlantic Instruments & Electronics Inc. fabbrica negli Stati Uniti una serie di transistori «field effect» studiati in Francia, in una gamma che va dalle unità ultrasensibili, funzionanti nella gamma 1000 Mc, ai tipi ad alta potenza. Verranno venduti sotto il nome commerciale di Fieldtron.

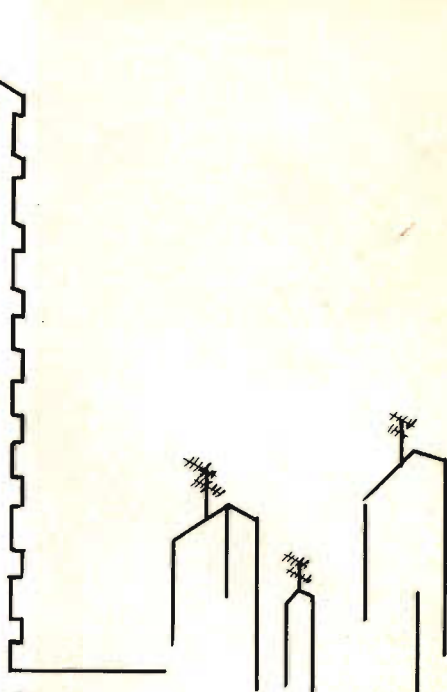
Sono a forma cilindrica, come bobine in miniatura; le estremità formano l'anodo e il catodo e le sezioni centrali funzionano come una griglia; una sistemazione diversa da quella normale «planar». Il risultato è un'altra impedenza di griglia e una bassa capacità. I dispositivi sono stati progettati da Stanislas Teszener di Parigi, coadiuvato dal laboratorio delle telecomunicazioni del Governo francese.



- Centralini d'amplificazione e conversione UHF/VHF
- MISCELATORI, DIVISORI, ATTENUATORI



moderno impianto d'antenna centralizzato



Parte III

Con questa terza parte la G.B.C. electronics affronta la descrizione di un altro settore riguardante gli impianti centralizzati d'antenna, e precisamente la completa elencazione di tutti i tipi di amplificatori VHF e UHF, convertitori UHF/VHF, miscelatori, attenuatori e divisori di segnale.

Nella precedente puntata pubblicata sul numero di aprile, si sono esaminati i vari tipi di antenne e tutti gli accessori per una loro corretta installazione; nella quarta ed ultima puntata, si percorrerà l'ultimo tratto che va dal centralino di amplificazione e smistamento sino alla presa televisiva del singolo utente.

Seguiranno quindi alcuni esempi di installazioni multiple dalle quali speriamo risultati più chiari, che non dall'interpretazione

di complicate tabelle, il sistema di calcolo e di scelta dell'impianto secondo i diversi fattori di amplificazione e di attenuazione dei vari componenti.

Quindi, oltre che un vademecum per il tecnico, si è cercato di realizzare un vero e proprio catalogo delle parti occorrenti alla realizzazione di ogni tipo di impianto centralizzato, dal più semplice al più complesso.

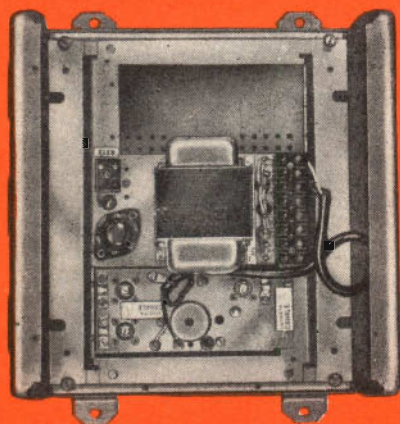
A tal fine la G.B.C. Electronics ha svolto un lavoro di ricerca capillare nei vari settori e pensa di poter presentare agli interessati, come fu già per l'ormai famoso Catalogo Generale nel settore componenti Radio-TV, una delle più complete trattazioni sugli impianti centralizzati d'antenna.

AMPLIFICATORI VHF

Amplificatore VHF a 1 valvola in banda I - II - III. Con le dimensioni ridotte a mezzo modulo, è una unità amplificatrice VHF a una valvola adatta soprattutto come pre-amplificatrice sia per impianti singoli che collettivi. Ha una elevata stabilità meccanica, un basso rumore, un modesto consumo, nonché una tensione massima di ingresso elevatissima.

Caratteristiche

Frequenza di lavoro: in qualsiasi canale bande I - II - III
 Larghezza di banda: 10 MHz (a -3 dB)
 Guadagno: 20 dB (10 x)
 Fattore di rumore: 3 K_T₀
 Livello minimo di ingresso: 80 μV (per S/N ≥ 30)
 Livello massimo ingresso: 400 mV
 Z entrata = Z uscita = 75 Ω
 Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5
 Consumo: 13 W
 Valvole: 1 x E88CC
 Completo di alimentatore e cappa



N/556

Canale A - 0°

N/558

Canale B - 1°

N/560

Canale C - 2°

N/562

Canale D - 3°

N/564

Canale E - 3°a

N/566

Canale F - 3°b

N/568

Canale G - 4°

N/570

Canale H - 5°

Amplificatore VHF a 2 valvole in banda I - II - III. Particolarmente adatto per medi e grandi impianti centralizzati, ha una amplificazione massima di 40 dB (100 volte) quando l'entrata a bassa impedenza sia direttamente collegata al catodo della prima valvola. Generalmente viene fornito con tre morsetti di entrata attenuati a gradini in modo d'avere tre diversi livelli di amplificazione: ciò risulta particolarmente vantaggioso quando, utilizzando diversi amplificatori in cascata, si voglia limitare il sovraccarico negli ultimi stadi.

Caratteristiche

Frequenza di lavoro: in qualsiasi canale nelle bande I - II - III

Larghezza di banda: 10 MHz (a -3 dB)

Guadagno massimo: 40 dB (guadagno tipico: 17-27-37 dB)

Fattore di rumore: 3 KT₀ (per entrata diretta)

Livello minimo d'ingresso: 80 µV (per rapporto S/N ≥ 30)

Livello massimo d'ingresso: 40 µV (per la massima amplificazione)

Z_{entrata} = Z_{uscita}: 75 Ω

Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5

Consumo: 18 W

Valvole: 1 x E88CC - 1 x E288CC

Completo di alimentatore e cappa

Ingombro: 280 x 150 x 127 mm

Peso: 4,2 kg.

Canale A - 0°

N/520

Canale B - 1°

N/521

Canale C - 2°

N/522

Canale D - 3°

N/523

Canale E - 3°a

N/524

Canale F - 3°b

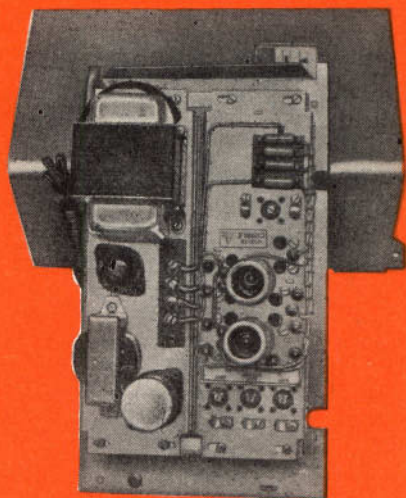
N/525

Canale G - 4°

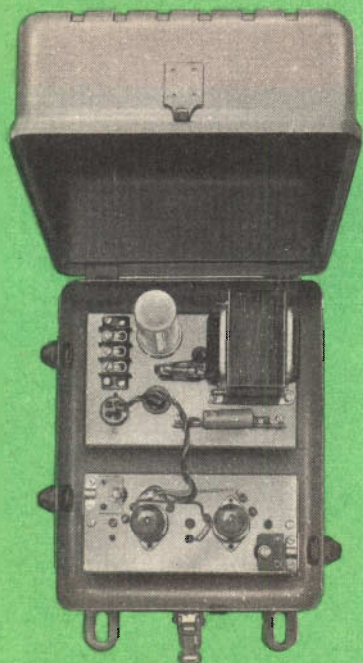
N/526

Canale H - 5°

N/527



Articolo



Amplificatore VHF a 2 valvole in banda I - II - III. Completo di alimentatore e custodia
Valvole 2 x E88CC
Guadagno: 30 dB
Larghezza di banda: 10 MHz
Impedenza d'entrata e d'uscita: 75 Ω

N/546	Canale A - 0°
N/547	Canale B - 1°
N/548	Canale C - 2°
N/549	Canale D - 3°
N/550	Canale E - 3°a
N/551	Canale F - 3°b
N/552	Canale G - 4°
N/553	Canale H - 5°

Amplificatore VHF e miscelatore, a larga banda a 2 valvole. Completo di alimentatore e custodia
Valvole 2 E88CC
Guadagno: 30 dB
Larghezza di banda: 10 MHz
N/545 Impedenza d'entrata e d'uscita 75 Ω

Amplificatore VHF a larga banda in banda III. È praticamente uguale ai modelli N/520 ÷ 527; ma indicato per amplificare tutta la banda III VHF con un guadagno di 26 dB e una cifra di rumore di 5 KT₀.

Caratteristiche

Frequenza di lavoro: banda III
Larghezza di banda: 50 MHz
Guadagno: 26 dB
Fattore di rumore 5 KT₀
Livello minimo ingresso 100 μ V (per rapporto S/N \geq 30)
Livello massimo ingresso: 40 mV
Z entrata = Z uscita: 75 Ω
Consumo: 18 W
Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5
Valvole: 1 x E88CC - 1 x E288CC
Completo di alimentatore e cappa
Ingombro: 280 x 150 x 127 mm
N/528 Peso: 4,2 kg.

AMPLIFICATORI UHF

Amplificatore UHF a 1 valvola in banda IV. Con le dimensioni ridotte a mezzo modulo, è una unità amplificata UHF a una valvola adatta come preamplificatore sia per installazioni singole che collettive. Ha una elevata stabilità meccanica e un bassissimo consumo, nonché una tensione massima di ingresso molto elevata.

Caratteristiche

Frequenza di lavoro: in qualsiasi canale bande IV - V

Larghezza di banda: 10 MHz (a -3 dB)

Guadagno: 10 dB (3 x)

Fattore di rumore: $8 K T_0$

Livello minimo ingresso: 120 μV (per rapporto $S/N \geq 30$)

Livello massimo ingresso: 400 mV

Z entrata = Z uscita: 75 Ω

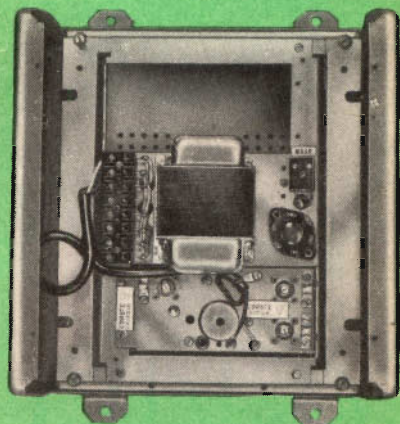
Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5

Consumo: 6 W

Valvole: 1 x E88C

Completo di alimentatore e cappa.

Canale 21	N/572
Canale 22	N/573
Canale 23	N/574
Canale 24	N/575
Canale 25	N/576
Canale 26	N/577
Canale 27	N/578
Canale 28	N/579
Canale 29	N/580
Canale 30	N/581
Canale 31	N/582
Canale 32	N/583
Canale 33	N/584
Canale 34	N/585

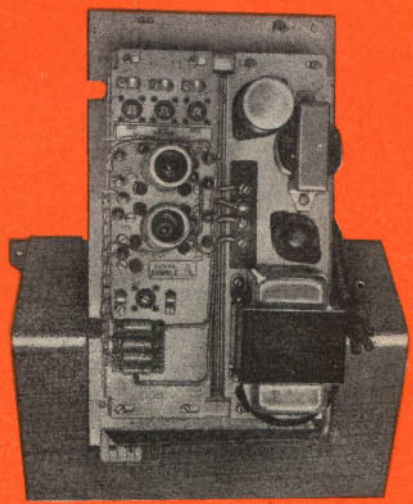


Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.



TUBI ELETTRONICI

TERMOELETRICHE
COSTRUZIONI
ITALIANA
SOCIETÀ



N/588

Amplificatore UHF a 2 valvole in banda IV.
Realizzato su telaio da 15/10 mm, con
separatori brasati a rame onde ottenere
la massima stabilità meccanica (indispensabile
in questo campo di frequenze), è
previsto di compensazione termica, potendo
lavorare con variazioni di temperatura
comprese fra -30° e 65° C, senza apprezzabili
variazioni della curva di risposta.
Modello adatto sia come pre-amplificatore
ed amplificatore negli impianti d'antenna
collettivi che come booster per singole
installazioni.
Frequenza di lavoro: in qualsiasi canale
nelle bande IV - V
Larghezza di banda: 10 MHz (a -3 dB)
Guadagno: 20 dB (10 x)
Fattore di rumore: 8 K_{T0}
Livello minimo di ingresso: 120 μ V (per
rapporto S/N \geq 30)
Livello massimo di ingresso: 120 mV
Z entrata = Z uscita; 75 Ω
Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5
Consumo: 12 W
Valvole: 2 x E88C
Completo di alimentatore e cappa
Ingombro: 280 x 150 x 127 mm
Peso: 4,1 Kg.

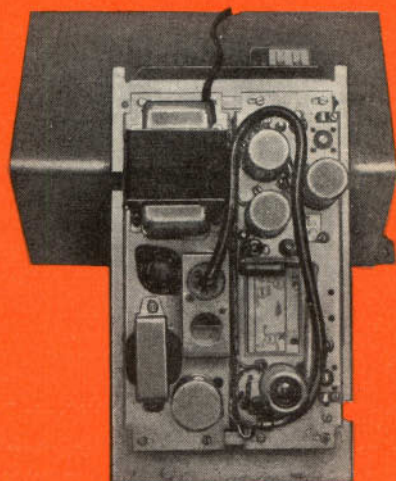
Articolo

Amplificatore UHF a 3 valvole in banda IV. Realizzato con la stessa tecnica della serie N/1510, è corredato di tre valvole (sempre del tipo speciale con griglia a quadro) per poter avere una maggiore amplificazione. Negli impianti collettivi è particolarmente indicato per la distribuzione diretta del segnale UHF.

Caratteristiche

Frequenza di lavoro: in qualsiasi canale nelle bande IV - V
 Larghezza di banda: 10 MHz (a - 3 dB)
 Guadagno: 30 dB (30 x)
 Fattore di rumore: 8 KT₀
 Livello minimo di ingresso: 120 μV (per rapporto S/N ≥ 30)
 Z entrata = Z uscita: 75 Ω
 Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5
 Consumo: 18 W
 Valvole: 3 x E88C
 Completo di alimentatore e cappa
 Ingombro: 280 x 150 x 27 mm
 Peso: 4,2 Kg.

Canale 21	N/530
Canale 22	N/531
Canale 23	N/532
Canale 24	N/533
Canale 25	N/534
Canale 26	N/535
Canale 27	N/536
Canale 28	N/537
Canale 29	N/538
Canale 30	N/539
Canale 31	N/540
Canale 32	N/541
Canale 33	N/542
Canale 34	N/543



AMPLIFICATORE A TRANSISTORI

Progettato per usi professionali e particolari, è raccomandabile per zone marginali, installato direttamente sotto-tetto, in vicinanza del dipolo UHF. L'entrata minima utile si calcola di $110 \mu\text{V}$ (per un rapporto $S/N \geq 30$).

Supporta escursioni di temperatura da -50 a $+80 \text{ }^\circ\text{C}$

L'alimentazione a 12 V (c. a.) è realizzata con un alimentatore che può essere montato sul retro del televisore, e a mezzo dello stesso cavo coassiale portante il segnale UHF amplificato.

Caratteristiche

Frequenza di lavoro: Un qualsiasi canale banda IV - V

Larghezza di banda: 10 MHz (a -3 dB)

Guadagno: 20 dB

Fattore di rumore: $6,5 \text{ KT}_0$

Livello minima di ingresso: $110 \mu\text{V}$ (per rapporto $S/N \geq 30$)

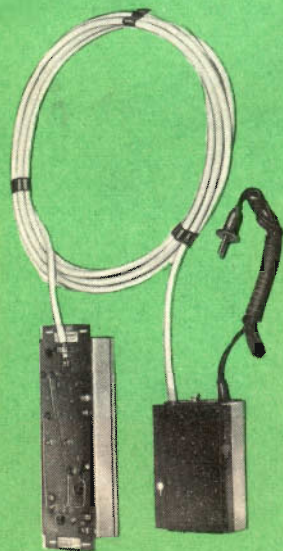
Livello massimo d'ingresso: 30 mV

Z entrata = Z uscita: 75Ω

Rapporto onde stazionarie: inferiore $1,5$

Consumo: 2 W

Transistori: $2 \times 2\text{N}2398$ Philco



N/529
N/529-1
N/529-2
N/529-3
N/529-4
N/529-5
N/529-6
N/529-7
N/529-8
N/529-9
N/529-10
N/529-11
N/529-12
N/529-13

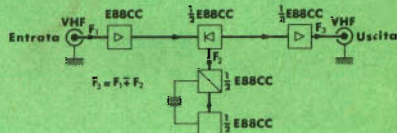
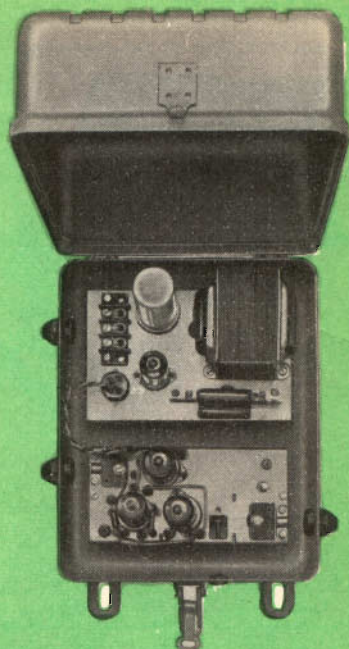
Canale 21
 Canale 22
 Canale 23
 Canale 24
 Canale 25
 Canale 26
 Canale 27
 Canale 28
 Canale 29
 Canale 30
 Canale 31
 Canale 32
 Canale 33
 Canale 34

CONVERTITORI

Convertitore UHF/VHF. Trasferisce qualsiasi canale della gamma VHF in altro canale della stessa gamma, con l'esclusione dei canali adiacenti. L'oscillatore in circuito Butler è controllato con cristallo di quarzo CR23; (scarti di frequenza inferiori a 5×10^{-5}).

Caratteristiche

Frequenza ingresso: in qualsiasi canale VHF
 Frequenza uscita: in qualsiasi canale VHF
 Guadagno medio: 26 dB
 Larghezza di banda: 10 MHz a -3 dB)
 Fattore di rumore: $8 K T_0$
 Livello minimo di ingresso: 200 μ V (per rapporto S/N ≥ 30)
 Livello massimo d'ingresso: 50 mV
 Z entrata = Z uscita 75 Ω
 Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5
 Consumo: 22 W
 Valvole: 3 x E88CC
 Completo di alimentatore e cappa
 Ingombro: 280x150x127 mm. Peso, 4,2 Kg.
 Nell'ordinare questo convertitore, specificare i canali di entrata e di uscita (o le frequenze corrispondenti)
 Es.: N/499 canale E-H - N/499 canale B-G



N/500-2

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



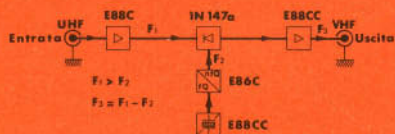
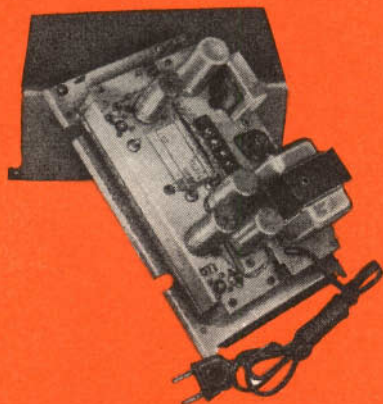
BRITISH INST. OF ENGINEERING
 Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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



Convertitore UHF/VHF. Trasferisce qualsiasi canale UHF in un altro canale VHF. L'oscillatore in circuito Butler è controllato con cristallo di quarzo CR23; (scarti di frequenza inferiori a 5×10^{-5}).

Caratteristiche

Frequenza ingresso: in qualsiasi canale UHF
 Frequenza uscita: in qualsiasi canale VHF
 Guadagno medio in VHF: 20 dB
 Larghezza di banda: 10 MHz (a -3 dB)
 Fattore di rumore: $10 K T_0$
 Livello minimo di ingresso: $130 \mu V$ (per rapporto $S/N \geq 30$)
 Livello massimo d'ingresso: 200 mV
 Z entrata = Z uscita = 75Ω
 Rapporto onde stazionarie: inferiore 1,5
 Consumo: 25 W
 Valvole: 1 x E88C - 1 x E86C - 2 x E88CC - 1 x 1N147a
 Completo di alimentatore e cappa
 Ingombro: 280x150x127 mm. Peso: 4,2 Kg.
 Nell'ordinare questo convertitore, specificare i canali di entrata e di uscita (o le frequenze corrispondenti)
 Es. N/500 canale 23-D - N/500 canale 30-B

N/500

LESA

POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
 POTENCIOMETRES • POTENCIOMETROS

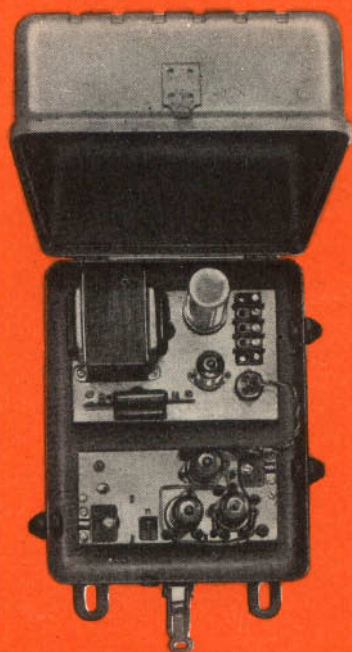
Una vasta gamma di tipi standard

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 CORPORATION - 32 - 17 61 st STREET - WOODSIDE 77 - N.Y. (U.S.A.)
 LESA DEUTSCHLAND G.M.B.H. - WIESENTALSTRASSE - FREIBURG i. Br. - (DEUTSCHLAND)

Articolo



Convertitore UHF-VHF stabilizzato, a 4 valvole con alimentatore e custodia
Frequenza d'ingresso: in qualsiasi canale della gamma UHF

Frequenza d'uscita: D-E-F-G-H

Guadagno medio in VHF: 30 dB

Larghezza di banda: 10 MHz

Impedenza d'uscita e d'entrata: 75 Ω

Nell'ordinare questo convertitore, specificare i canali di entrata e di uscita.

Es.: N/544 canale 30-H

N/544 canale 22-E

N/544

ALIMENTATORI

Alimentatore in striscia per amplificatore UHF a transistori - N/529 rete: 110-125-145-160-220 V

Prestazione max: 15 mA (a 12 V)

H/580



Alimentatore in striscia

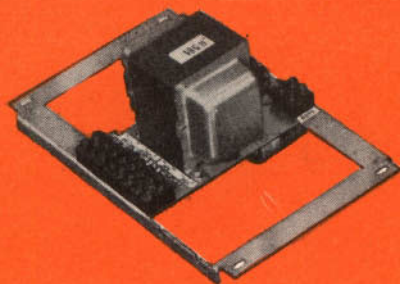
Rete: 110-125-145-160-220-240 V

Prestazione massima: 40 mA (a 170 V)

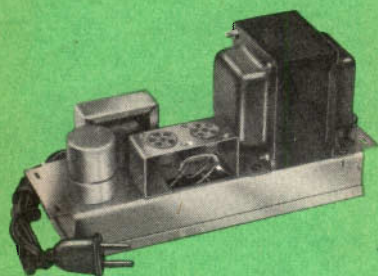
Uso: fino a due striscie (1/2 modulo della serie N/556 - 572)

Ingombro: 22 x 14 x 9,5 cm (due moduli) compreso alloggiamento per due striscie serie N/556 - 572

H/581



Articolo



H/582

Alimentatore in striscia

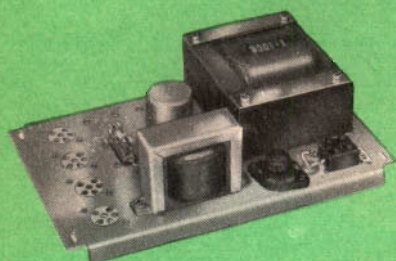
Rete: 110-125-145-160-220-240 V

Prestazione massima: 70 mA (a 170 V)

Uso: fino a due strisce grandi da 1 modulo N/520-528-1310-530-500

Ingombro: 22x x6,5 x 10,5 cm (un modulo)

H/583



Alimentatore in striscia

Rete: 110-125-145-160-220-240 V

Prestazione massima: 150 mA (a 170 V)

Uso: fino a quattro strisce grandi da 1 modulo

Ingombro: 22 x 14 x 8 cm (due moduli)

CODICE DEI COLORI PER GLI SPINOTTI

Colori	Spinotto	Alimentazione
Rosso	4	+ 170 V
Giallo	1	+ 100 V (solo nei convertitori)
Bianco	6	— AT (massa)
Verde	2	6,3 V
Marrone	3	6,3 (massa)

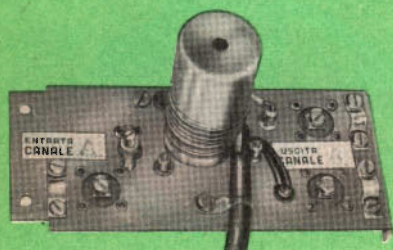
AMPLIFICATORI E CONVERTITORI

(in strisce)

Amplificatore VHF a 1 valvola per bande I - II - III, senza alimentatore e custodia, caratteristiche tecniche come N/556

Nell'ordinare queste strisce, specificare il canale (Es. N/600-2 canale 6)

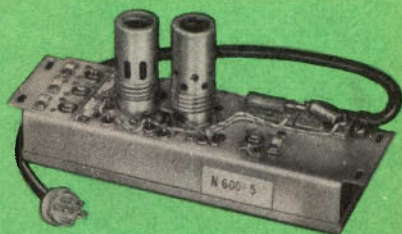
N/600-2



Articolo

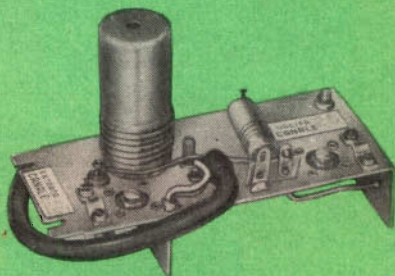
Amplificatore VHF a 2 valvole per banda I - II - III, senza alimentatore e custodia
Caratteristiche tecniche come N/520
Nell'ordinare queste strisce amplificatrici, specificare il canale (Es. N/600-3 canale B')

N/600-3



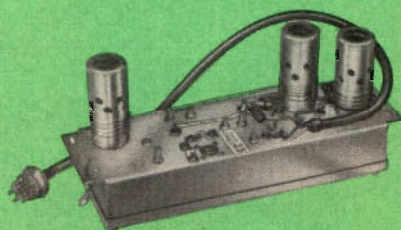
Amplificatore UHF a 1 valvola per banda IV, senza alimentatore e custodia
Caratteristiche tecniche come N/572
Nell'ordinare queste strisce amplificatrici, specificare il canale (Es. N/600-4 canale 29)

N/600-4



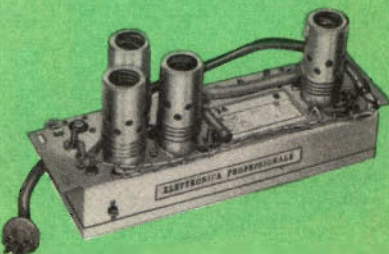
Amplificatore VHF a 3 valvole per banda IV - V, senza alimentatore e custodia
Caratteristiche tecniche come N/530
Nell'ordinare queste strisce, specificare il canale (Es. N/600-5 canale 26)

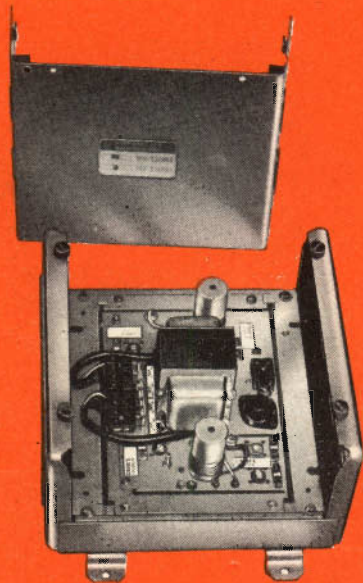
N/600-5



Convertitore a cristallo UHF-VHF con le valvole senza alimentatore e custodia
Caratteristiche tecniche come N/500
Nell'ordinare queste strisce convertitrici, specificare i canali di entrata e di uscita (Es. N/600-6 canale 29 A)

N/600-6

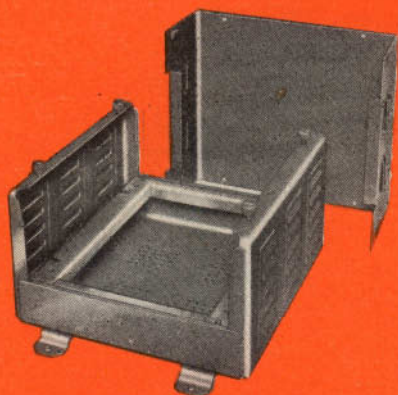




Articolo

N/590

Centralino per amplificatori UHF-VHF completo di alimentatore e di custodia
 Sezione UHF ad 1 valvola per tutte le frequenze delle bande IV canale 21-34
 Caratteristiche tecniche come N/572
 Sezione VHF ad 1 valvola per tutte le frequenze delle bande I - II - III canale A-H
 Caratteristiche tecniche come N/556
 Nell'ordinare questo centralino specificare i canali sia per la gamma VHF che UHF
 (Es. N/590 canale 23B)



O/498

CUSTODIE

Queste custodie sono atte a contenere gli alimentatori tipo H/580 - H/583 e le strisce amplificatrici N/600-2 - N/600-6 -

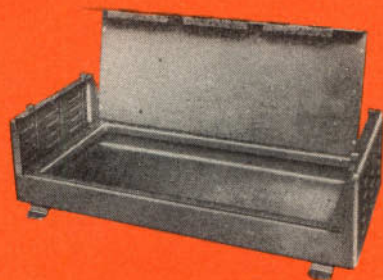
Custodie per 2 strisce in metallo verniciato, dimensioni esterne: 230 x 230 x 130 mm .



O/498-1

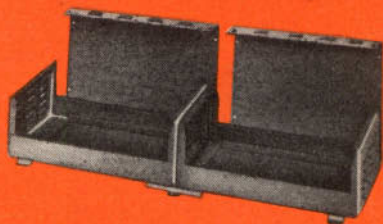
Custodie per 4 strisce in metallo verniciato
 Dimensioni esterne: 370 x 230 x 130 mm

Articolo



Custodie per 6 strisce in metallo verniciato
Dimensioni esterne: 530 x 230 x 130 mm

O/498-2



Custodie per 8 strisce in metallo verniciato
Dimensioni esterne: 750 x 230 x 130 mm

O/498-3

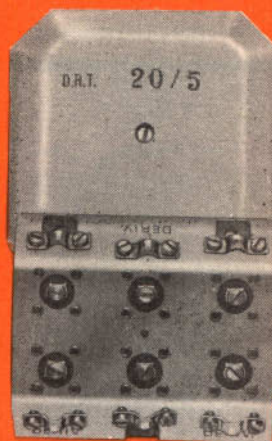
MISCELATORI O FILTRI ACCOPIATORI

Sono utilizzati per mescolare due bande (MB) oppure due canali (MC) con distinte frequenze. È da notare l'esclusione della mescolazione dei canali adiacenti: infatti questi devono essere separati di almeno 7 MHz ed essere attenuati l'un l'altro di oltre 20 dB, per evitare disturbi di interferenza. I filtri sono realizzati su piastre stagnate metalliche, con perdite d'inserzione in banda non superiori a 1,5 dB ed attenuazioni laterali maggiori di 25 dB.

Filtro miscelatore per banda I - II - III, canale A con C-E-F-G-H, oppure B con E-F-G-H

Impedenza d'entrata e d'uscita: 75 Ω

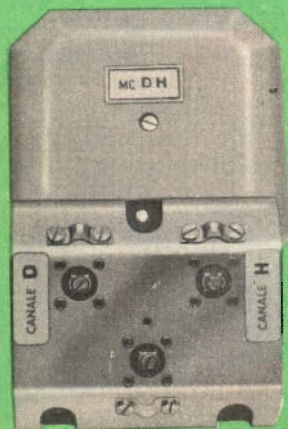
N/1268



Articolo

Filtro miscelatore per canale VHF in banda III, canali D-F D-G E-G E-H F-H
Attenuatori in banda: 1,5 dB
Impedenza d'entrata e d'uscita: 75 Ω

N/1268-1



Miscelatore per banda I VHF canali A-B con banda III VHF canali D-E-F-G-H-
Impedenza d'entrata e d'uscita: 75 Ω
Attenuazioni di banda: 1,5 dB

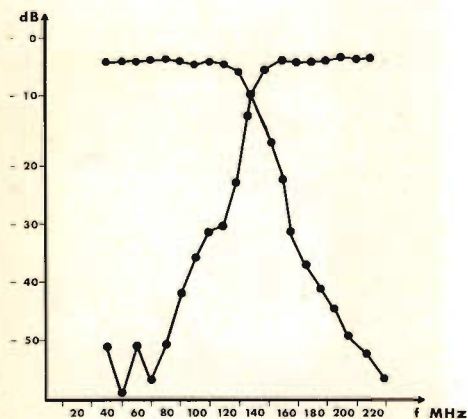
N/1401

Miscelatore per banda I - II VHF canali ABC - III VHF canali D-E-F-G-H
Attenuazioni in banda: 1,5 dB
Impedenza d'entrata e d'uscita: 75 Ω

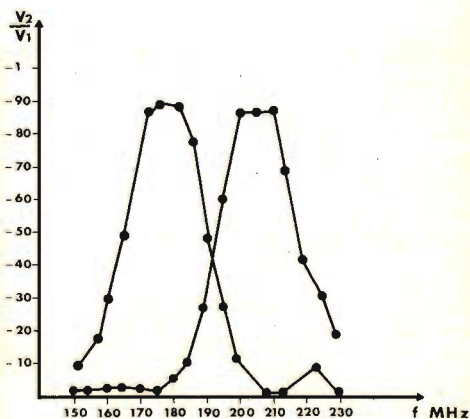
N/1402

Miscelatore per banda I - III VHF canali A-B-D-E-F-G-H, con IV - V UHF canali 21 ÷ 34

N/1403



Miscelatore di banda (MB)



Miscelatore di canale (MC)

curve tipiche ottenute nei ns/ laboratori per ambedue i tipi di filtri.

DIVISORI

Sono delle unità che servono a dividere il segnale presente su cavo coassiale, con impedenza caratteristica di 75Ω , in diversi rami (con attenuazione proporzionale al numero di divisioni fatte) aventi la stessa impedenza caratteristica.

Il numero di divisioni max per unità è 6, ma se ne possono mettere varie in cascata per avere una qualsivoglia divisione.

Si classificano in: divisori resistivi; divisori ibridi.

Divisori resistivi

Sono utilizzabili per frequenze fino a 800 MHz, e per divisioni a 6 uscite.

Hanno un rapporto di onde stazionarie inferiore a 1,5.

Divisori ibridi

Per ibridi s'intendono dei divisori per cavo coassiale di natura non resistiva; dividono la linea a 75Ω d'impedenza caratteristica in due-quattro-sei vie, con attenuazioni rispetto alla linea principale di 4-7-9 dB rispettivamente ad impedenza costante.

La tabella che segue può dare un'idea immediata della notevole differenza fra i normali divisori resistivi e gli ibridi.

Serie ibrida	Attenuazioni
Div 2 bis	4 dB
Div 4 bis	7 dB
Div 6 bis	9 dB

Serie resistiva

Attenuazioni

Div 2	6 dB
Div 3	10 dB
Div 4	12 dB
Div 5	14 dB
Div 6	16 dB

La serie ibrida manca dei divisori a tre e cinque vie. La ragione risiede nell'impossibilità tecnica della divisione dispari; del resto ciò si può ovviare prendendo l'ibrido immediatamente superiore e terminando il morsetto inutilizzato con resistenze da 75Ω (da richiedere eventualmente alla G.B.C.).

Per il migliore rapporto di onde stazionarie è essenziale che ogni morsetto di uscita abbia il suo utilizzatore cioè sia attaccato alla colonna montante (possibilmente con i valori consigliati dalla G.B.C.), per cui il carico sia vicino a 75Ω .

Il vantaggio di usare gli ibridi rispetto agli altri divisori a carattere resistivo, sta nel fatto che si richiede meno amplificazione all'antenna o all'amplificatore, ciò che si traduce in una minore spesa, se si tratta di installazioni nuove, oppure di elevare considerevolmente il segnale utile al televisore nei detti impianti, senza necessità di ricorrere a cambi drastici e costosi. Ciò è tanto più vero quanto più ampia la divisione: p.s., per 6 linee resistive, la differenza a favore degli ibridi risulta di ben 7 dB, cioè 2,24 volte il segnale primitivo.

Gli ibridi s'intendono usabili solo nella gamma di VHF.

Divisore per 2 uscite-montanti
Attenuazione: 6 dB

Divisore per 3 uscite-montanti
Attenuazione: 10 dB

Divisore per 4 uscite-montanti
Attenuazione: 12 dB

Divisore per 5 uscite-montanti
Attenuazione: 14 dB

Divisore per 6 uscite-montanti
Attenuazione: 16 dB

Articolo

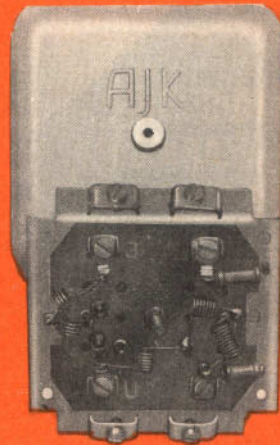
N/1405

N/1406

N/1407

N/1408

N/1409



Articolo



N/1410

ATTENUATORE VARIABILE

È un'unità che permette di variare con continuità l'ampiezza di un segnale da un minimo di 5 dB (valore fisso di inserzione) a un massimo di 25 dB, cosicché il segnale stesso sarà, all'uscita, nei due casi, rispettivamente il 60% e il 5% di quello in entrata.

L'attenuatore è realizzato in custodia simile a quella dei filtri mescolatori, e lavora nel campo VHF-UHF con un minimo disadattamento d'impedenza.

AV5-25

LESA

per l'industria:

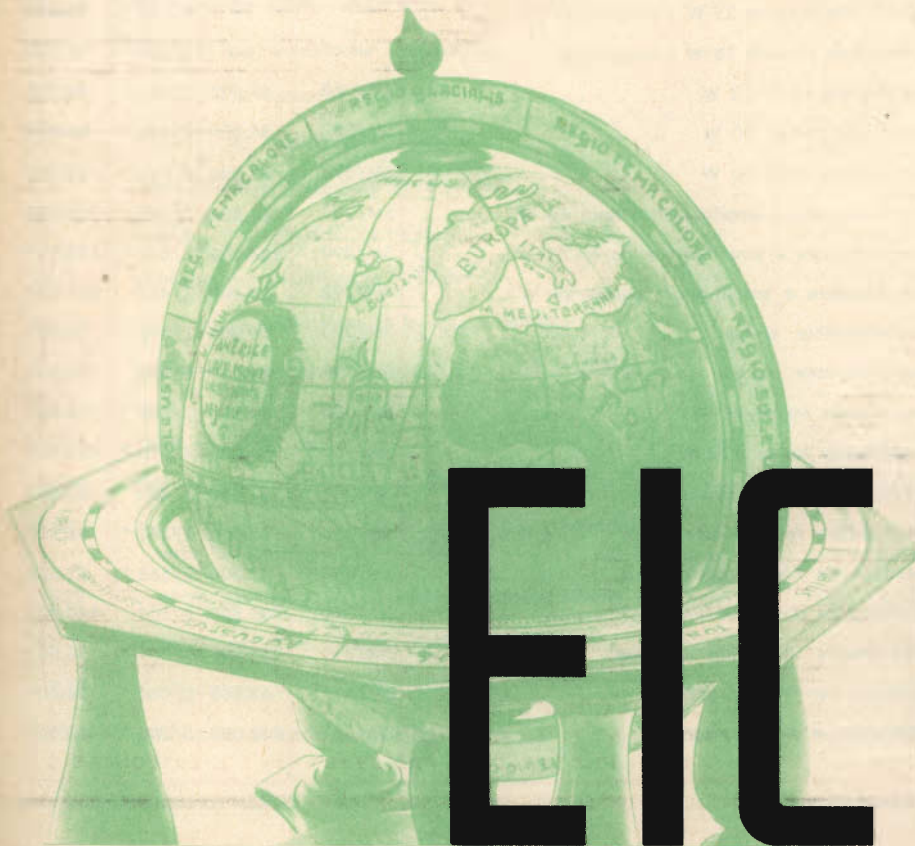
**GIRADISCHI
CAMBIADISCHI
POTENZIOMETRI
MACCHINARIO ELETTRICO**

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA CORPORATION - 32 - 17 61 st STREET - WOODSIDE 77 - N.Y. (U.S.A.)
LESA DEUTSCHLAND G.M.B.H. - WIESENALSTRASSE - FREIBURG i. Br. - (DEUTSCHLAND)

LISTINO PREZZI

LUGLIO 1964

HI-FI INSTRUMENT "HAM" EQUIPMENT



EICO

N° EICO	Descrizione	N° G.B.C. Kit	Prezzo netto S. di M.	N° G.B.C. Wired	Prezzo netto montato
UP	Probe per voltmetri e valvole in generale	SM/248 *	5.700	T/806	7.500
HVP1	Probe per AT	—	—	T/808	8.500
HVP2	Probe per AT	—	—	T/810	7.500
CRA	Adattatore TRC per provavalvole 625/666	—	—	T/788 *	5.000
CRA100	Adattatore per TRC 110°	—	—	T/790 *	4.500
CRU	Adattatore TRC per provavalvole 628/667	—	—	T/791 *	11.000
E5	Copertura per modulatore 730	—	—	Z/595 *	5.300
CC3	Custodie per radiotelefono 740	—	—	Z/596 *	4.500
C5	Quarzo 5 MHz	—	—	Q/454	4.200
C4.5	Quarzo 4,5 MHz	—	—	Q/455	4.200
TTC1	Indicatore e custodie per provavalvole	—	—	T/812 *	16.100
L1	Coperture per provavalvole 625	—	—	T/814 *	4.500
HFS1	Riproduttore acustico 2 altoparlanti	SM/250	46.500	Z/506	52.000
AF4	Amplificatore stereo 8 W	SM/256	42.500	Z/488	66.000
HFS6	Riproduttore acustico 25 W 3 altoparlanti	SM/318	70.000	Z/628	93.000
HFS8	Riproduttore acustico 25 W 2 altoparlanti	—	—	Z/630 *	46.500
HFS10	Riproduttore acustico 18 W 2 altoparlanti	—	—	Z/632 *	31.200
HF12A	Amplificatore HI-FI 12 W	SM/268	47.600	Z/484	65.200
HF20	Amplificatore HI-FI 20 W	SM/272	58.200	Z/486 *	86.500
HF32	Amplificatore HI-FI 30 W	SM/278	67.000	Z/622 *	98.000
ST40	Preamplificatore e amplificatore stereo 40 W	SM/282	101.200	Z/492	149.000
ST70	Preamplificatore e amplificatore stereo 70 W	SM/290	124.000	Z/552 *	170.500
HF81	Preamplificatore e amplificatore stereo 28 W	SM/292	89.500	Z/482	127.600
ST84	Preamplificatore stereo	SM/294	70.000	Z/556 *	98.000
HF85	Preamplificatore stereo	SM/296	46.500	Z/480	70.500
HF87A	Amplificatore stereo 70 W	SM/300	87.500	Z/558 *	125.000
HF89A	Amplificatore stereo 100 W	SM/302	116.000	Z/560 *	151.500
HFT90A	Sintonizzatore FM senza custodia	SM/304	47.600	Z/498	69.500
HFT92	Sintonizzatore AM/FM completo	SM/306	65.000	Z/496 *	96.500
HFT94	Sintonizzatore AM completo	SM/308 *	43.300	Z/562 *	67.000
ST96	Sintonizzatore stereo AM/FM	SM/310	105.500	Z/500	140.000
ST97	Sintonizzatore stereo FM multiplex	SM/312	113.000	Z/564 *	156.500
MX99	Adattatore per FM multiplex	SM/314	43.500	Z/566 *	66.000
RP100	Registratore a nastro magnetico	SM/316 *	348.000	S/200 *	464.000

* con consegna da precisarsi

N° EICO	Descrizione	N° G.B.C. Kit	Prezzo netto S. di M.	N° G.B.C. Wired	Prezzo netto montato
2036	Amplificatore stereo 36 W	SM/320 *	86.500	Z/634 *	113.500
2050	Amplificatore stereo 50 W	SM/322 *	100.500	Z/636 *	135.000
2080	Amplificatore stereo 80 W	SM/324 *	122.000	Z/638 *	166.000
2200	Sintonizzatore FM multiplex stereo	SM/326 *	92.000	Z/640 *	113.000
2400	Registratore a nastro stereo mono 4 tracce	SM/328 *	217.000	S/198 *	278.500
2510	Complesso formato da ricevitore FM stereo amplificatore stereo e da due riproduttori	—	—	Z/650 *	190.000
2510XS	Complesso formato da ricevitori FM stereo amplificatore stereo	—	—	Z/652 *	152.000
2536	Ricevitore stereo FM multiplex	SM/330 *	153.000	Z/642 *	198.000
2536W8	Ricevitore stereo FM multiplex completo di 2 riproduttori	SM/332 *	250.000	Z/644 *	300.000
2715	Ricevitore FM mono e amplificatore 18 W	—	—	Z/646 *	122.000
2716	Ricevitore FM mono e amplificatore 18 W con inserzione automatica del microfono	—	—	Z/648 *	141.500
CC2	Custodie per registratore a nastro RP100	—	—	Z/568 *	34.700
E1	Involucro per amplificatori HF20	—	—	Z/570	5.100
E2	Involucro per amplificatori HF22-35-50	—	—	Z/572 *	5.100
E3A	Involucro per sintonizzatore HFT90	—	—	Z/574	4.500
E4	Involucro per amplificatore HF30	—	—	Z/576 *	4.500
E6	Involucro per amplificatore HF14	—	—	Z/578 *	5.100
E7	Involucro per amplificatore HF86	—	—	Z/580 *	4.500
E8	Involucro per amplificatore HF87/89	—	—	Z/582 *	5.100
E9	Involucro per l'adattatore FM multiplex MX99	—	—	Z/584 *	3.100
E11	Cappa in metallo per 2036 - 2050 - 2200 - 2510 - 2715 - 2716	—	—	Z/581 *	8.000
E12	Cappa in metallo per 2536 - 2080	—	—	Z/583 *	8.000
RM1	Rak per registratore a nastro RP100	—	—	Z/586 *	11.500
TPA1	Preamplificatore a transistori per testine a riluttanza variabile adatto per mod. 2510	—	—	Z/654 *	36.000
WE70	Involucro per amplificatori HF85-90-92-94-HF12-AF4	—	—	Z/588 *	14.500
WE72	Mobiletto per 2036 - 2200 - 2050 - 2715 - 2716	—	—	Z/575 *	22.500
WE73	Mobiletto per 2536 - 2080	—	—	Z/577 *	22.500
WE74	Contenitore in noce per RP100	—	—	Z/579 *	29.500

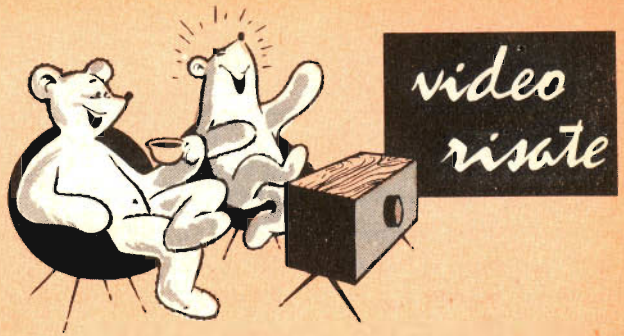
* con consegna da precisarsi

N° EICO	Descrizione	N° G.B.C. Kit	Prezzo netto S. di M.	N° G.B.C. Wired	Prezzo netto montato
RA6	Radio transistor portatile	SM/266 *	32.400	—	—
RA6D	Radio transistor « Visutronic »	SM/267 *	82.000	Z/656 *	119.000
145A	Signal tracer	SM/102	30.300	T/690	40.000
147A	Signal tracer « deluxe »	SM/104	38.800	T/692	53.000
214	Voltmetro elettronico 7½"	SM/106	44.500	T/680	63.500
221	Voltmetro elettronico 4½"	SM/108 *	35.900	T/694 *	47.300
222	Voltmetro elettronico	SM/110	36.700	T/678	50.500
232	Voltmetro elettronico 4½" per misure p.p.	SM/112	38.800	T/674	58.300
249	Voltmetro elettronico 7½" per misure p.p.	SM/114	50.500	T/676	69.000
249D	Voltmetro « Visutronic »	SM/116 *	96.900	T/677 *	134.200
250	Millivoltmetro CA e amplificatore RF	SM/118	66.300	T/696	94.700
255	Millivoltmetro CA	SM/120 *	60.300	T/698 *	87.200
261	Voltmetro/Wattmetro elettronico	SM/122	62.900	T/700	91.300
315	Generatore RF « deluxe » (150 MHz)	SM/124 *	62.200	T/702 *	79.800
320	Generatore RF (102 MHz)	SM/126	33.000	T/704	41.000
322	Generatore RF (102 MHz) con calibratore	SM/128 *	36.700	T/706	46.300
324	Generatore RF (435 MHz)	SM/130	38.500	T/708	48.300
352	Generatore di barre	SM/132	23.300	T/710 *	32.500
360	Generatore Sweep - TV/FM	SM/134	51.200	T/712	70.000
369	Generatore Sweep - Marker TV-FM	SM/135 *	110.000	T/713 *	158.000
377	Generatore BF onda sinusoidale e quadra	SM/138	48.300	T/714	63.700
427	Oscillografo	SM/141	87.700	T/683	125.300
430	Oscillografo 3"	SM/140 *	87.700	T/681 *	115.000
460	Oscillografo 5" « color »	SM/142	111.000	T/682	157.000
488	Commutatore elettronico	SM/144	32.800	T/716 *	48.500
495	Calibratore di tensione	SM/146	23.900	T/718	27.000
526	Tester 1000 ohm/volt - 3"	SM/148	19.000	T/720	21.500
536	Tester 1000 ohm/volt - 3"	SM/150	17.200	T/722 *	21.000
540	Multimetro	SM/152	14.900	T/724	17.600
555	Tester 20.000 ohm/volt 4½"	SM/154	34.800	T/726	40.500
556	Tester 1.000 ohm/volt 4½"	SM/156 *	22.300	T/728 *	28.200
565	Tester 20.000 ohm/volt 4½"	SM/158	29.500	T/730	33.100
566	Tester 1.000 ohm/volt 4½"	SM/160 *	19.500	T/732	25.900
584	Prova batterie	SM/162	11.500	T/734 *	14.100
610	Adattatore per provavalvole 625/666	SM/164 *	6.800	T/736 *	13.000
612	Prova filamenti	SM/166	5.700	T/738	7.500
628	Provavalvole	SM/167 *	52.000	T/739 *	64.800
630	Prova tubi R.C.	SM/174 *	23.000	T/746 *	30.600

* con consegna da precisarsi

N° EICO	Descrizione	N° G.B.C. Kit	Prezzo netto S. di M.	N° G.B.C. Wired	Prezzo netto montato
632	Prova tubi R.C.	SM/168 *	63.800	T/743 *	86.500
667	Prova valvole e transistori	SM/169 *	93.000	T/744 *	140.600
680	Tester più prova transistori	SM/176	30.500	T/748	43.100
706	Oscillatore di nota	SM/178 *	10.200	T/750 *	13.800
710	Grid dip meter	SM/180	38.800	T/688	58.200
720	Trasmittitore 90 W	SM/182	104.100	Z/504 *	140.500
722	Oscillatore VFO pilota	SM/184 *	52.300	T/752 *	64.800
723	Trasmittitore 60 W	SM/186 *	69.500	Z/502 *	98.000
730	Amplificatore/modulatore 50 W	SM/188	69.500	Z/494 *	98.000
740	Radiotelefono a transistori	SM/190 *	63.600	Z/512 *	86.500
770	Ricetrasmittitore «deluxe» con alimentazione CA 117 V	SM/198 *	97.500	Z/600 *	124.000
771	Ricetrasmittitore «deluxe» con alimentazione CA 117 V e CC 6 V	SM/200 *	109.500	Z/602 *	135.500
772	Ricetrasmittitore «deluxe» con alimentazione CA 117 V e CC 12 V	SM/202 *	109.500	Z/604 *	135.500
777	Ricetrasmittitore alimentazione 117 V CA 6/12 V - CC	SM/203 *	139.500	Z/605 *	206.500
902	Distorsimetro con voltmetro elettronico	—	—	T/759 *	280.500
944	Tester per bobine, gioghi e trasformatori	SM/204	27.600	T/758 *	38.500
950 B	Ponte per R - C - L	SM/206	34.700	T/760	42.000
955	Capacimetro	SM/208	28.500	T/762 *	49.500
1020	Alimentatore per circuiti a transistori	SM/210	28.000	T/764 *	32.500
1050	Carica batterie e alimentatore 6-12 V	SM/212	36.500	T/766 *	45.500
1060	Carica batterie e alimentatore 6-12 V	SM/216	46.500	T/770	54.100
1064	Carica batterie e alimentatore 6-12 V	SM/218	53.500	T/772	59.500
1073	Autotrasformatore 3A con controllo di V. e A.	SM/220 *	42.000	T/774 *	52.000
1078	Autotrasformatore 7,5 A con controllo di Volt e Amper	SM/222 *	50.000	T/776 *	59.500
1100	Box di resistenze	SM/224	9.200	T/778 *	14.100
1120	Box di condensatori	SM/226	8.100	T/780	12.000
1140	Box per parallelo/serie di R e C	SM/228	17.600	T/782	22.300
1171	Box di decadi di resistenze	SM/230	29.500	T/784	32.500
1180	Box di decadi di condensatori	SM/232	21.200	T/786 *	27.000
PSD	Probe demodulatore per oscillografi	SM/234 *	4.500	T/792	6.300
PD	Probe a connessione diretta per oscillografi	SM/236 *	3.500	T/794	4.200
PLC	Probe a bassa capacità per oscillografi	SM/238 *	4.500	T/796	6.300
PTP11	Probe per misure p.p. impedenza 11 M Ω	SM/240 *	5.700	T/798	7.500
PTP25	Probe per misure p.p. impedenza 25 M Ω	SM/242 *	5.700	T/800 *	7.500
PRF11	Probe per misure RF impedenza 11 M Ω	SM/244 *	4.500	T/802	5.300
PRF25	Probe per misure RF impedenza 25 M Ω	SM/246 *	4.500	T/804	5.300

* con consegna da precisarsi



« Quando si nasce fortunati! Quello si becca splendide cagnette, un mucchio di soldi e fior di medaglie per morsiare la gente!... »



« ...e in quest'angolo il grande, famoso, imbattuto, formidabile campione... MMM... EHM... il suo nome, prego?... »



ACCADRÀ



IL BORGHESE

RICETRANSISTORI A SUPER-REAZIONE MIGLIORAMENTI NELLA REALIZZAZIONE

L'esperienza, derivata sia dalla esecuzione di prove pratiche, sia dalle risposte fornite a molti lettori che eseguivano indagini sull'argomento, ha consentito di accelerare la pubblicazione del presente articolo. Saranno discussi gli inconvenienti che determinano una scarsa sensibilità da parte dei ricevitori, cioè il problema più serio riscontrato in pratica da coloro che si interessano della costruzione di dispositivi di radio-comando, e che realizzano dei circuiti rivelatori a super-reazione, funzionanti a transistori.

Indipendentemente dal fatto che per la realizzazione del circuito vengano adottate le valvole o i transistori, i principi fondamentali del funzionamento sono ovviamente i medesimi. Esistono tuttavia sia delle differenze che delle analogie, ed è nostra speranza che le presenti note possano essere di aiuto a tutti coloro i quali hanno incontrato delle difficoltà nella realizzazione di rivelatori funzionanti a super-reazione.

Per cominciare, faremo una breve ricapitolazione dei principi fondamentali, ossia chiariremo innanzitutto il concetto di rivelatore a super-reazione, ed il principio in base al quale esso funziona.

Quando un circuito è in condizioni di segnale e di polarizzazione tali da essere prossimo alle condizioni che determinano la produzione di oscillazioni, si trova anche nello stato di funzionamento che ne consente la massima sensibilità: di conseguenza, se facciamo in modo che uno stadio rivelatore venga a trovarsi nelle suddette condizioni di funzionamento, esso non sarà soltanto in grado di rivelare il segnale ad Alta Frequenza d'antenna, ma si comporterà nel medesimo tempo anche come un efficiente amplificatore.

Sorge tuttavia una difficoltà, dovuta al fatto che se da una parte questo circuito si dimostra assai sensibile quando è prossimo alle condizioni di oscillazione, dall'altra esso presenta una certa instabilità di funzionamento. Il problema consiste dunque nell'ottenere, con l'impiego di circuiti il più possibile semplici, una sensibilità soddisfacente, e — nel medesimo tempo — una ragionevole stabilità di funzionamento.

Nel caso del ricevitore con rivelatore a super-reazione, questa condizione è pienamente soddisfatta. In pratica, il rivelatore viene fatto oscillare sulla frequenza di funzionamento, pari — nel nostro caso

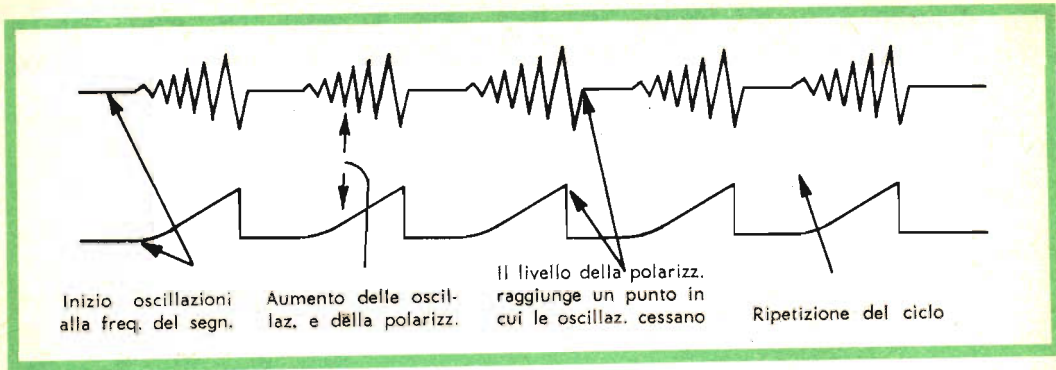


Fig. 1-A - Esempio tipico di oscillazioni interrotte di un rivelatore a super-reazione.

— a 27 MHz. Ora, se riusciamo a modulare, o piuttosto a sovramodulare queste oscillazioni, in modo che risultino « intermittenti », ossia che si presentino e scompaiano alternativamente con una frequenza elevata (normalmente al di sopra della gamma delle frequenze acustiche), tale caratteristica di funzionamento avrà l'effetto di mantenere l'intero circuito esattamente sulla soglia — per così dire — della produzione di oscillazioni.

Un circuito studiato e funzionante in tali condizioni, non solo presenterà una sensibilità assai soddisfacente, ma sarà caratterizzato anche da una buona stabilità di funzionamento, il che è esattamente ciò che si desidera ottenere.

Le figure 1A e 1B illustrano in modo sistematico le varie sequenze che si verificano in un circuito rivelatore funzionante a super-reazione, e mettono altresì in evidenza il modo con cui l'effetto dell'interruzione ritmica (« quench action ») influisce sulla polarizzazione — e quindi sulla sensibilità — mantenendo le condizioni del circuito, nel loro livello medio, ad un punto corrispondente esattamente alla soglia di produzione delle oscillazioni.

È opportuno rilevare — a questo punto — che la forma d'onda delle oscillazioni periodicamente interrotte non è dissimile da quelle di un'onda portante sovramodulata.

L'esame di un qualsiasi circuito a super-reazione, fornirà un concetto abbastanza chiaro nei confronti dei valori dei compo-

nenti adottati: per questo motivo, a vantaggio della chiarezza, la figura 2 non riporta alcun valore dei componenti stessi.

Per prima cosa, è molto importante che il transistor adottato sia in grado di entrare rapidamente in oscillazione alla frequenza di funzionamento — vale a dire alla frequenza del segnale — che, nel nostro caso, è pari a 27 MHz. I tipi che si prestano a tale scopo sono i seguenti: Mullard AF115, AF125, OC171 ed OC170; Texas 2G415 e 2G415X (o loro equivalenti).

Il circuito accordato funzionante sulla frequenza di 27 MHz è costituito dall'induttanza L1 e dalla capacità C2: l'induttanza L1 è del tipo a permeabilità variabile, grazie al nucleo ferromagnetico in polvere pressata.

Il circuito resistivo costituito da R1 e da R2, unitamente alla resistenza di emettitore R3, compie la funzione di regolare il punto di lavoro del transistor rispetto all'intensità della corrente di collettore, ed inoltre esercita una certa influenza agli

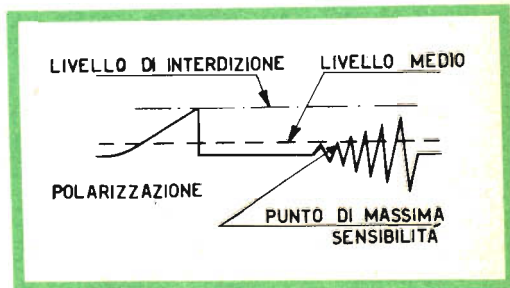


Fig. 1-B - Aumento e caduta del livello di polarizzazione, alla frequenza di interruzione.

effetti della compensazione termica sul circuito.

La resistenza R3, unitamente alla capacità C4, esercita anch'essa un'azione di controllo nei confronti della frequenza di interruzione delle oscillazioni. Quest'ultimo effetto, strettamente connesso con la polarizzazione, che — durante il funzionamento — varia in conformità alla frequenza di interruzione, può essere paragonato, nel caso del circuito super-reattivo a transistori, all'azione esercitata dalla resistenza di falla di griglia, e del relativo condensatore, presenti in un circuito super-reattivo funzionante a valvola.

Il condensatore C3 fornisce il segnale di reazione necessario per sostenere le oscillazioni alla frequenza del segnale prelevando quest'ultimo dal collettore, ed applicandolo all'emettitore. Il valore di questa capacità è assai importante, in quanto deve essere sufficientemente elevato per mettere il circuito in grado di oscillare, in modo però che l'effetto di interruzione venga ad agire immediatamente al di sopra del punto di innesco del ben noto « soffio » che caratterizza i ricevitori a super-reazione.

Se il valore di questa capacità è troppo piccolo, il circuito può del pari oscillare alla frequenza del segnale senza che abbia inizio l'azione di interruzione, se invece è di valore eccessivo, può accadere che l'effetto di interruzione risulti eccessivamente pronunciato: entrambe tali conseguenze possono dar luogo ad una scarsa sensibilità.

Il metodo ideale per attribuire al condensatore C3 il suo giusto valore in un determinato circuito, evitando ripetuti tentativi, consiste nel sostituirlo con un piccolo condensatore variabile, come ad esempio il compensatore di produzione Philips da 2 a 8 picofarad, e regolarlo poi in modo da ottenere la massima sensibilità. Facciamo però presente che la regolazione di questo condensatore, che determina la massima intensità del soffio, non corrisponde a quella che determina la massima sensibilità. Per ottenere il risultato più soddisfacente, è consigliabile iniziare la messa a punto tenendo il condensatore variabile nella posizione di minima capacità, aumentandola successivamente sino a trovare il punto in cui il soffio comincia a sentirsi: questa è appunto la posizione

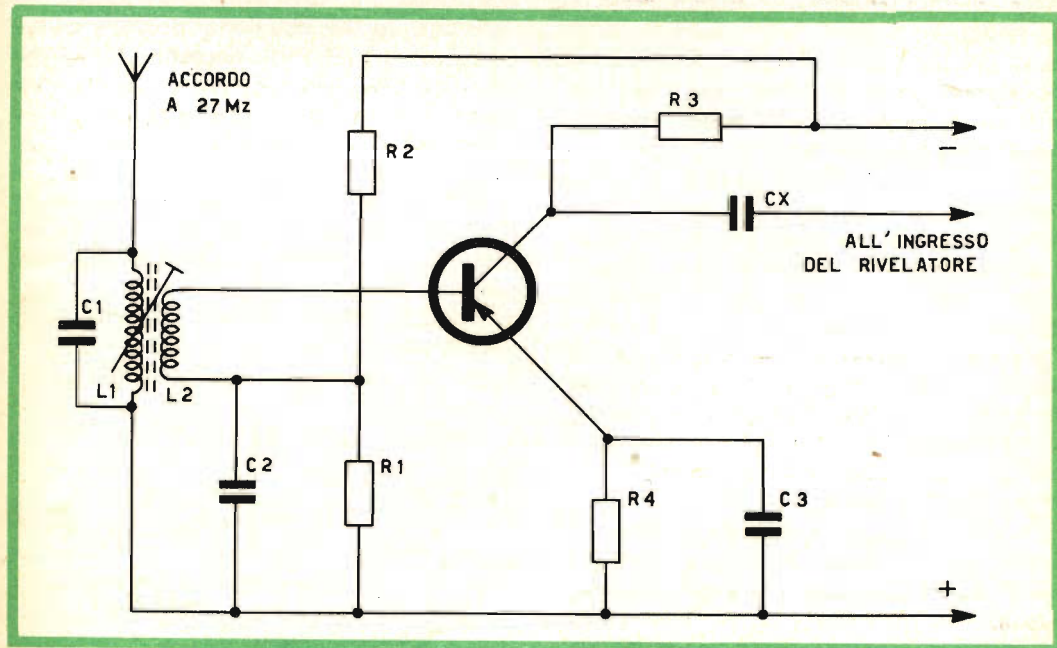


Fig. 2 - Il circuito classico di rivelatore e super-reazione a transistore. Il funzionamento di quest'ultimo nei confronti dell'A.F. è a base comune.

che consente di ottenere la massima sensibilità.

Una volta determinato il valore ideale per la capacità C3, è possibile usare al suo posto un condensatore fisso.

L'induttanza L2, che agisce da impedenza nei confronti del segnale a radiofrequenza, è anch'essa un componente di notevole importanza: infatti, senza la sua presenza, il circuito non sarebbe in grado di oscillare, e ciò per il fatto che questa induttanza mantiene la polarizzazione dell'emettitore ad un valore superiore a quello di massa (il condensatore C4 disaccoppia la resistenza R3 alla frequenza del segnale di 27 MHz). Il condensatore C3 può così fornire il necessario segnale di reazione, dal collettore all'emettitore, affinché le oscillazioni possano essere prodotte.

La capacità C1 provvede a disaccoppiare la base del transistor, convogliando a massa l'Alta Frequenza ivi presente. (Precisiamo che, sotto tale aspetto, il transistor, nei confronti dell'Alta Frequenza, funziona nel classico circuito di impiego denominato « base a massa »).

In alcuni tipi di circuiti, può sussistere anche l'opportunità di effettuare un disaccoppiamento nei confronti della Bassa Frequenza, in corrispondenza della base: in tali casi, sovente si collega in parallelo alla capacità C1 un condensatore C di maggior valore (ad esempio da 8 a 10 microfarad). Il condensatore C5 provvede a disaccoppiare il segnale a radio-frequenza presente ai capi della resistenza R4, e ciò in quanto una componente ad Alta Frequenza risulta indesiderabile nei circuiti di amplificazione a frequenza acustica che seguono.

Facciamo notare che tanto C1 quanto C5 devono presentare un valore basso di reattanza nei confronti dell'Alta Frequenza (27 MHz), ma un valore di reattanza elevato nei confronti delle frequenze acustiche comprese tra 150 e 10.000 Hz.

In alcuni circuiti, si può riscontrare che la resistenza R4 viene sostituita dal primario di un trasformatore di accoppiamento del segnale a Bassa Frequenza. In questi casi, il condensatore C5 — oltre ad avere il compito di neutralizzare la componente alternata residua ad Alta Frequenza —

può essere scelto di valore tale da consentire una specie di sintonia nei confronti del trasformatore, su di un determinato settore della gamma delle frequenze acustiche interessate.

Le prove eseguite in fase sperimentale, hanno dimostrato che un rivelatore del tipo a super-reazione regolato in modo corretto, sia che impieghi delle valvole, sia che impieghi dei transistori, può presentare una sensibilità dell'ordine di 5 microvolt (vale a dire che un segnale ad onda persistente avente un'ampiezza di 5 microvolt, è già sufficiente a sopprimere completamente il « soffio » della super-reazione).

Questo grado di sensibilità è conforme al grado di sensibilità che solitamente si riesce ad ottenere con un ricevitore assai più complesso, del tipo a supereterodina.

Oltre a ciò, una volta che si è messo il rivelatore in grado di funzionare in modo appropriato, si noterà che possono manifestarsi delle variazioni assai pronunciate della tensione di alimentazione, senza peraltro che il funzionamento del circuito ne subisca alcuna conseguenza. Ciò significa che un rivelatore a super-reazione, progettato in modo da poter funzionare con una tensione di alimentazione — ad esempio — di 6 volt, può funzionare in modo altrettanto soddisfacente se la tensione di alimentazione viene fatta variare tra 4,5 e 7,5 volt.

Nel circuito di fig. 2, l'antenna appare collegata al collettore del transistor. Essa può però essere collegata — in alternativa — all'emettitore (tale collegamento dell'antenna può a volte consentire un miglioramento delle caratteristiche di funzionamento).

Un altro metodo di collegamento dell'antenna consiste nell'impiego di una induttanza aggiuntiva, accoppiata alla bobina L1, che può essere realizzata mediante l'avvolgimento di un numero di spire compreso all'incirca tra due e cinque.

Il segnale di uscita a Bassa Frequenza può essere prelevato tra due punti, nel caso di accoppiamento a resistenza e capacità. L'accertamento relativo a quale dei due sistemi consenta il miglior risultato è tuttora oggetto di discussione, e — sotto

tale aspetto — esistono due diverse tendenze, opposte tra loro. In ogni caso, è sempre consigliabile sperimentare entrambi i metodi di prelevamento del segnale, e adottare quello che si dimostra più soddisfacente.

In aggiunta agli argomenti ora citati, è importante far rilevare che la sensibilità di qualsiasi tipo di rivelatore a superreazione — funzionante sia con una valvola che con un transistor — viene notevolmente influenzata da due distinti fattori, entrambi interessanti l'effetto di interruzione ritmica delle oscillazioni (« quench »); tali fattori sono: a) Il valore della frequenza di interruzione; per la banda dei 27 MHz si è riscontrato come valore ideale una frequenza compresa tra 25 e 40 kHz. b) L'ampiezza delle oscillazioni di interruzione, che deve essere regolata nel modo più soddisfacente per consentire la massima sensibilità nei confronti della frequenza del segnale adottato, e ciò in quanto un'ampiezza eccessiva o eccessivamente ridotta determinano entrambe una diminuzione della sensibilità.

Un valore tipico di intensità della corrente di collettore risulta compreso tra

0,2 ed 1,5 milliampère, a seconda del tipo di transistor scelto.

Le note che seguono si riferiscono indifferentemente ai rivelatori a super-reazione funzionanti sia a valvola che a transistor, ad eccezione dei casi in cui viene precisato diversamente.

Vantaggi

— Elevata sensibilità (pari a quella di un ricevitore a supereterodina).

— Presenta una caratteristica intrinseca di controllo automatico di guadagno. Occorre tuttavia adottare determinate precauzioni, onde evitare che in un circuito a transistori possa essere applicato un segnale ad Alta Frequenza di ampiezza eccessiva.

— Il funzionamento non subisce l'influenza di interferenze a regime impulsivo.

— È in grado di ricevere segnali sia del tipo a modulazione di ampiezza (AM), che del tipo a modulazione di frequenza (FM).

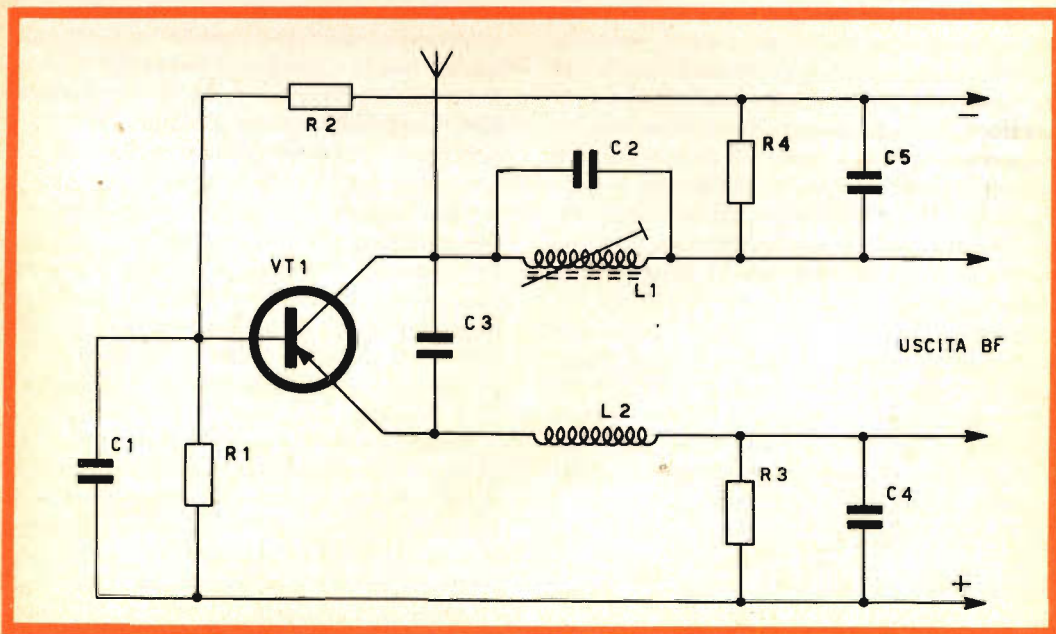


Fig. 3 - Circuito pratico di realizzazione di un amplificatore A.F. per pilotare il rivelatore a superreazione.

Inconvenienti

— La selettività è scarsa il che è fonte di disturbi quando due o più impianti vengono usati contemporaneamente a breve distanza tra loro. Tale caratteristica può però essere considerata anche un vantaggio, in quanto rende più facile la tecnica di sintonizzazione.

— La lunghezza dell'antenna può a volte risultare critica (infatti, una antenna eccessivamente lunga determina il blocco dell'effetto di interruzione ritmica delle oscillazioni, in modo particolare se la lunghezza equivale ad un quarto della lunghezza fisica o elettrica, ossia dello stilo).

— Il sistema determina una certa irradiazione sulla stessa frequenza del segnale di funzionamento, il che può provocare delle interferenze nei confronti di ricevitori funzionanti nelle adiacenze. (Infatti, persino un rivelatore a superreazione funzionante a transistor fornisce un'irradiazione di intensità tutt'altro che trascurabile).

La lunghezza dell'antenna

La lunghezza dell'antenna può esercitare un'influenza molto pronunciata sulle caratteristiche di funzionamento e sulle prestazioni di un rivelatore funzionante a superreazione, a meno che non si ricorra all'impiego di uno stadio separatore (« buffer ») ad Alta Frequenza, proprio per separare il rivelatore dall'antenna (vedi il paragrafo precedente, ed il circuito illustrato alla figura 3).

È in ogni caso consigliabile mettere a punto la lunghezza effettiva dell'antenna in modo da adattarla con esattezza, al fine di consentire il funzionamento più soddisfacente di un determinato circuito a superreazione nei confronti delle apparecchiature installate sul modellino.

Interferenze ad impulsi

In genere, con un rivelatore a superreazione, esse non costituiscono un grave problema. Tuttavia, nei casi in cui si presen-

tano nelle vicinanze forti scintille tra contatti elettrici, è consigliabile adottare delle precauzioni, in modo particolare quando si fa uso di frequenze acustiche per modulare la portante ad Alta Frequenza.

Interferenze per irradiazione

L'irradiazione di segnali interferenti da parte di un rivelatore a superreazione, sebbene risulti inferiore coi transistori rispetto ai circuiti a valvola, può essere fonte di inconvenienti — come già abbiamo accennato poc'anzi — nel caso in cui due diversi ricevitori vengono fatti funzionare a breve distanza tra loro. (Tale inconveniente sussiste in modo più apprezzabile nei confronti di modellini di battelli, che non di modellini di aerei).

La soluzione è però assai semplice, e l'ulteriore consumo di corrente nei confronti della batteria — pari a circa 1 milliampère — necessario per alimentare uno stadio amplificatore-separatore ad Alta Frequenza, non comporta un inconveniente tale da renderlo inattuabile.

Naturalmente, è necessario schermare completamente lo stadio rivelatore, e la lunghezza nonché il grado di accoppiamento tra lo stadio di amplificazione e l'ingresso del rivelatore devono essere contenuti entro il minimo possibile. È infatti sufficiente un condensatore della capacità compresa tra 1 e 3 picofarad, ed è anzi meglio scegliere il valore più opportuno per ottenere il risultato migliore. Un ottimo condensatore di accoppiamento può essere realizzato a tale scopo semplicemente intrecciando tra loro due segmenti di conduttore di rame, rivestiti del noto materiale isolante plastico, denominato « cloruro di polivinile ».

Indipendentemente dalla eliminazione pratica di qualsiasi irradiazione, l'aggiunta di uno stadio pre-amplificatore ad Alta Frequenza consente un notevole aumento della sensibilità e — quindi — della portata, ed inoltre contribuisce a migliorare la stabilità del rivelatore, in quanto qualsiasi variazione che eserciti la sua influenza sull'antenna, e quindi sul rivelatore, risulta in tal caso isolata.

Il circuito illustrato dalla fig. 3 è del tutto convenzionale, e nel suo impiego non si dovrebbe riscontrare alcun inconveniente. L'unica operazione che richiede una certa cura è la regolazione del grado di accoppiamento.

L'aggiunta di uno stadio amplificatore ad Alta Frequenza unitamente ad un dispositivo di controllo (« monitor »), può migliorare la sicurezza di impiego dello stesso « monitor » quando il modellino è in volo.

Elenco materiali

R1 = 4,7 k Ω ; R2 = 33 k Ω ; R3 = 2,2 k Ω ;
R4 = 1 k Ω ; C1 = 10 pF; C2 = 0,01 μ F;
C3 = 0,01 μ F; CX = Condensatore di accoppiamento (vedi testo); L1 = 15 spire;
L2 = 3 spire; entrambe avvolte su di un supporto da 6 mm di diametro, con nucleo ferromagnetico.

LE TRASMISSIONI STEREOFONICHE IN EUROPA

Radio « Berlino libera » ha recentemente trasmesso programmi radio stereofonici sulla lunghezza d'onda di 96,3 megacicli al secondo.

I fabbricanti di radio hanno richiesto che una trasmissione stereofonica avesse luogo giornalmente per dare modo a venditori e compratori di poter provare i nuovi apparecchi stereofonici. La stazione radio « Berlino libera » è la sola organizzazione radiofonica ad avere apprestato le apparecchiature trasmettenti stereofoniche per ognuna delle tre bande d'onde ultracorte assegnatele fin dal 18 novembre scorso. Essa ha inoltre già in efficienza gli apparati per la registrazione stereofonica su nastro magnetico e sta attrezzando in modo adeguato tre studi, di cui uno per radiocommedie, atti alla registrazione stereofonica. Non appena questo complesso di opere sarà portato a termine avranno inizio le trasmissioni sperimentali stereofoniche.

La NDR (la Società radiofonica della Germania del nord) di Amburgo ha invece già iniziato le proprie emissioni stereofoniche sperimentali. Queste vengono trasmesse utilizzando il processo del controllo di tono già realizzato negli Stati Uniti e di cui viene raccomandata l'adozione anche in Europa.

Anche le trasmissioni di radio Amburgo hanno dato luogo ad una notevole richiesta di apparecchi radio stereofonici. La stereofonia costituisce infatti un'esperienza nuova nel campo del suono e l'interesse destato è stato vivissimo.

Le trasmissioni stereofoniche vengono attualmente sperimentate non solamente in Germania ma anche in altri paesi d'Europa. In Inghilterra la B.B.C. trasmette programmi su onde ultracorte tre volte la settimana, in Olanda fin dalla metà di giugno i radio ascoltatori hanno potuto ricevere fino a 6 trasmissioni per settimana.

In Francia ed in Italia i programmi stereofonici dovrebbero avere inizio al più presto a conclusione delle trasmissioni sperimentali. Radio Lussemburgo sta programmando una emissione musicale serale in stereofonia sempre sulla banda d'onde ultracorte. Negli Stati Uniti oltre trecento stazioni trasmettono quotidianamente ampi programmi stereofonici.

Le stazioni radiofoniche tedesche hanno dato incarico all'Istituto per la tecnologia delle trasmissioni radiofoniche di studiare la possibilità di effettuare trasmissioni stereofoniche anche per la parte « suono » della televisione.

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

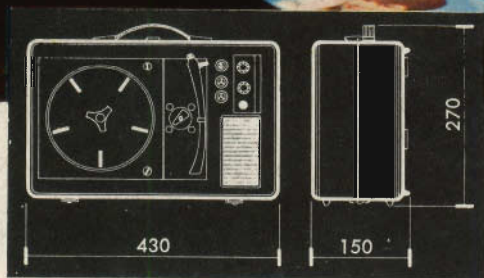


	Art.	Ø Bobina		m	Prezzo List. Lit.
		Pollici	mm		
NORMAL	S/625	3"	78	85	650
	S/625-1	3 1/2"	85	100	780
	S/625-2	4"	100	110	920
	S/628	5"	127	180	1.350
	S/628-1	5 3/4"	147	250	1.850
	S/631	7"	178	360	2.450
LONG PLAYING	S/626	3"	78	120	850
	S/626-1	3 1/2"	85	150	1.050
	S/626-2	4"	100	180	1.300
	S/629	5"	127	270	1.800
	S/629-1	5 3/4"	147	360	2.400
	S/632	7"	178	540	3.600
EXTRA PLAYING	S/627	3"	78	150	1.650
	S/627-1	3 1/2"	85	180	2.100
	S/627-2	4"	100	230	2.450
	S/630	5"	127	360	3.600
	S/630-1	5 3/4"	147	420	5.100
	S/633	7"	178	720	7.500

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS





FV/3 cambridge VIII



MILAN - LONDON - NEW YORK

FONOVALIGIA amplificata, dalla
 linea classica. Giradischi a 4 velocità
 "Lesa". Regolatore di volume e tono.
 Potenza d'uscita indistorta 2 W.
 Alimentazione universale 110÷220 V.
 Peso 6000 g.
 Prezzo di listino Lire 29.800