

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV



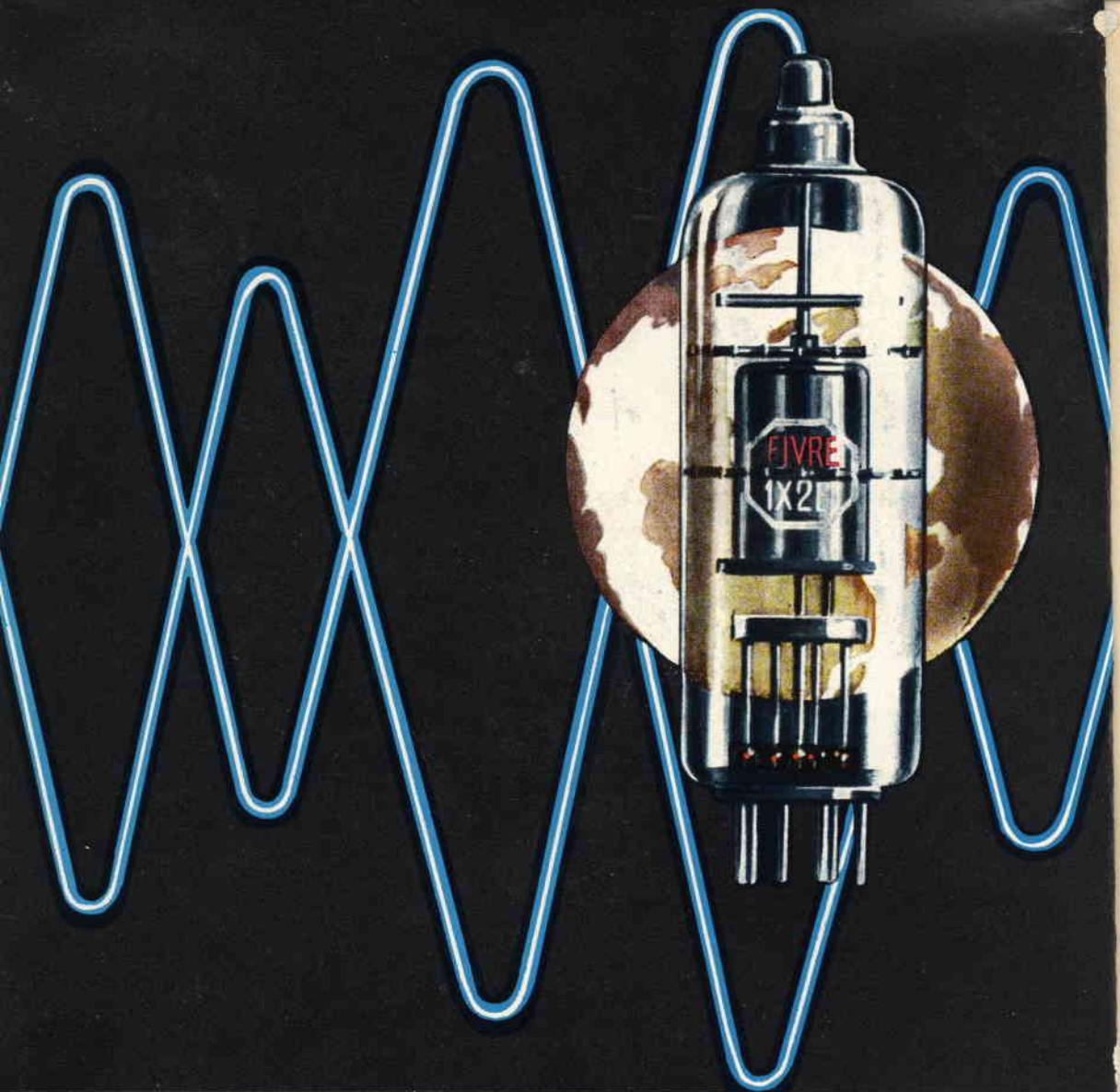
omaggio

ARGENTINA	Posso 137,25	FRANCIA	Fy. Fr. 4,72	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 32,10	GERMANIA	D. N. 1,83	PERU'	Sol. 42,82
AUSTRIA	So. 24,80	GIAPPONE	Yen. 360,90	PORTOGALLO	Esc. 21,81
BELGIO	Fr. Ug. 48	INGHILTERRA	Sh. 6,11	SPAGNA	Pos. 27,80
BRAZILE	Crs. 1,200	ISRAELE	L. I. 3,21	SUD-AFRICA	R. 9,91
CANADA	\$ Can. 1,21	JUGOSLAVIA	Din. 703	SVIZZERA	Fr. S. 3,16
CILE	Esc. 1,24	LIBIA	L. 130, 0,345	TERCHIA	L. T. 5,30
DANIMARCA	Kr. D. 6,43	MALTA	Sh. 6,11	URUGUAY	Posso 10,44
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6,70	U.S.A.	\$ 1,61
ETIOPIA	\$ Et. 2,20	OLANDA	Fol. 1,41	VENEZUELA	Bs. 6,17

N. 6 - GIUGNO 1964

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350



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



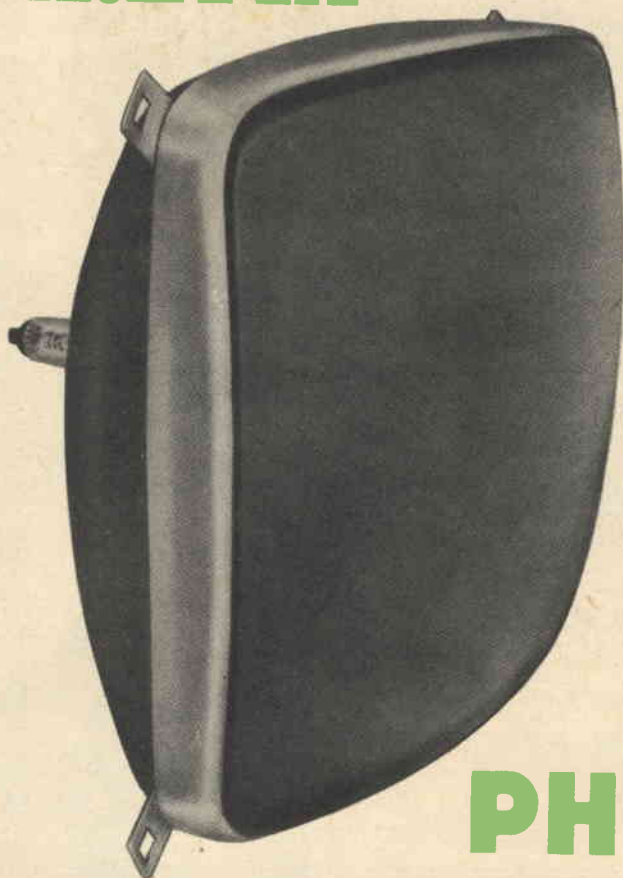
FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.

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

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

A 59-11W

AUTOPROTETTO



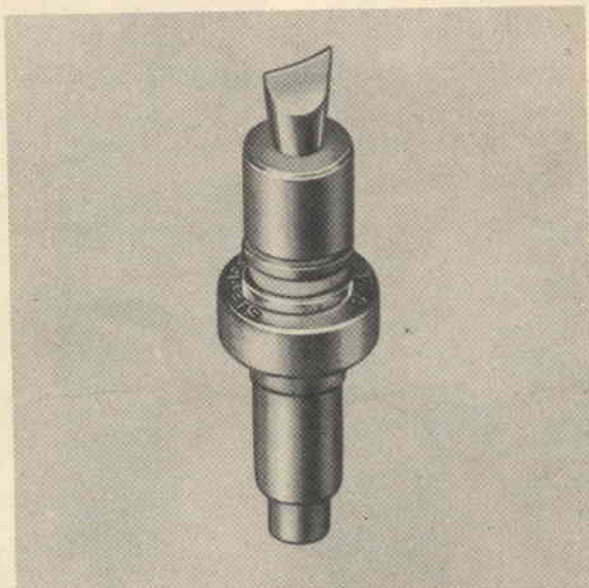
PHILIPS

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

Valvole per altissime frequenze ad elettrodi piani

per oscillatori, amplificatori, moltiplicatori di frequenza
e stadi miscelatori in sistemi di teletrasmissione,
impianti radar e nella tecnica delle misure



Dati caratteristici di lavoro

Tipo	f GHz	N_o W	U_a V	I_a mA	Note
YD 1060 RH6C	4 (max. 7)	4	400	60	Ceramica
YD 1070 RH7C	6 (max. 7)	1,8	400	60	Ceramica come amplificatore di frequenza fino a 9 GHz
YD 1100	2 (max. 5)	2	285	20	Ceramica
2 C 39 A	2,5 ÷ 3	18	800	100	Vetro
2 C 39 BA	2,5 ÷ 3,5	24	800	100	Ceramica
YD 1040	1,1	1500	1700	1900	Funzionamento ad impulsi, comando in griglia ($t = 0,001$)
	2,5 (max. 3)	2000	3500	3000	Funzionamento ad impulsi, comando sull'anodo ($t = 0,003$) Ceramica
YL 1040	1,250 (max. 3)	50	900	190	Adatte per funzionamento a banda laterale Ceramica come le 7457 e 6816

COPERTINA Una veduta del nuovo magazzino della G.B.C. italiana

- 742 Dare fiducia ed esportare di più
- 744 Valvole Decal
- 747 Controllo della fiamma
- 753 Elettronica e automobile
- 759 Caricabatterie con diodi al silicio
- 767 Sintonia automatica nei selettori UHF-VHF
- 773 Telecamera a Laser
- 777 Indicatore luminoso di rumori
- 779 Alimentatore stabilizzato 12-V 3,7-A
- 783 TV a colori - VII parte
- 791 Due transistori AUY10 per un trasmettitore
- 797 Per una migliore conoscenza dei termistori
- 803 Il diodo a cristallo (continuazione)
- 807 Rassegna delle riviste estere
- 815 L'elettronica illustrata
- 819 Panorama radiofonico
- 823 I lettori ci scrivono
- 827 Satelliti artificiali
- 833 TX 65 W uscita 3,5 ÷ 28 MHz
- 839 SM/6001 Radioricettore
- 846 Simplex il primo ricevitore
- 851 La G.B.C. per i riparatori
- 864 Notizie tecniche dal mondo
- 869 Schemario G.B.C.

© 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.



Dogana

Douane

ripristinare la fiducia ed esportare di più

Gli Italiani sono stati invitati a risparmiare di più. Poiché risparmiare in definitiva significa rinviare a domani una spesa che si potrebbe fare oggi, l'invito vuole indurre a consumare di meno. Se gli Italiani fossero spendaccioni, se nuotassero nel lusso, sarebbe facile rimandare a domani una spesa che potrebbero fare oggi. Il fatto è che i bilanci della grande maggioranza degli Italiani sono tutt'altro che ricchi di spese inutili. Complessivamente, i consumi primati ammontano in Italia a 15.000 miliardi. Una buona metà serve per mangiare. Né si può dire che il desco sia luculliano, ove si pensi che un Italiano consuma in media 30 chili di carne all'anno contro 76 di un francese, oppure 65 litri di latte contro 121 di un olandese. E non parliamo del burro, delle uova, dello zucchero. In questi ultimi anni sono stati fatti grandi progressi, ma molto resta ancora da fare per allineare la dieta alimentare degli Italiani a quella dei Paesi più progrediti dell'Europa. Non è mistero che il tenore di vita in Italia è il più basso della Comunità Economica Europea.

L'altra metà dei suddetti 15.000 miliardi serve per le spese necessarie. Naturalmente il concetto del "necessario" è in relazione ai tempi che viviamo: rispec-

chia il " progresso ". Tirando le somme si può dire che sì e no il 5% delle spese degli Italiani sono voluttuarie o di lusso. Logicamente si tratta di indicazioni medie.

In realtà lo squilibrio che caratterizza il bilancio economico Italiano nasce dagli squilibri che si sono creati nei bilanci delle famiglie, nei bilanci delle aziende, nei bilanci degli enti pubblici e nel bilancio dello Stato. Lo scorso anno gli Italiani hanno chiesto, prodotti, servizi, macchine, materie prime, energia, in quantità superiore a quella richiesta nel 1962. La produzione nazionale, da quella alimentare a quella industriale non è stata in grado di accontentare tutti. Ed allora che cosa è successo? Quando vi sono troppi compratori per uno stesso prodotto e tutti lo vogliono, il prezzo di quel prodotto aumenta. E se non basta l'aumento di prezzo a frenare il consumo quando non vi sono barriere doganali, il consumatore si rivolge al prodotto straniero. Aumentano così le importazioni. Nell'ambito del MEC poi non bisogna dimenticare che i Governi non fanno la stessa politica che si fa in Italia verso gli imprenditori e gli operatori.

L'Italia, nel 1963, si è fortemente indebitata con l'estero. Ha importato 1.500 miliardi di più di quanto ha esportato. Le importazioni o si pagano con esportazioni o bisogna aprire i forzieri delle proprie riserve di oro e valute. Queste riserve sono state ridotte nel 1963 di quasi un miliardo di dollari (più di 600 miliardi di lire).

A tutto questo bisogna aggiungere che si è consumato di più di quanto si è destinato agli investimenti cioè al rafforzamento delle attrezzature che producono nuova ricchezza. Di conseguenza le industrie non hanno trovato sul mercato i capitali di cui avevano bisogno per aumentare la loro produzione. Ecco perché ora si invita a risparmiare di più. Se il risparmio affluisce alle industrie, la macchina che produce lavoro e ricchezza si rimette nuovamente a correre per tener dietro alla richiesta dei consumi e si eviteranno così aumenti di prezzi e nuove massicce importazioni. Non solo, si potranno sviluppare anche le esportazioni che procureranno al paese maggiori valute pregiate. Va da sé che ognuno è disposto a fare tutto questo se ha fiducia, quella stessa che esiste negli altri Paesi del MEC. Nessuno è disposto a rimandare una spesa se è convinto che domani dovrà spendere molto di più per avere lo stesso prodotto e lo stesso servizio. Dicono che gli Italiani non sono spendaccioni. Però non sono nemmeno dei gonzi. Sta bene risparmiare e fare nuovi sacrifici. E' una virtù innata. E' necessario dare la certezza che il risparmio che tanto s'invoca venga rispettato. Purtroppo questa certezza che per tanti motivi è stata duramente colpita, deve essere ripristinata. Ecco tutto. Sarà possibile, Bisogna augurarselo ed agire in conformità. Starsene alla finestra quando la casa brucia, o disertare la lotta comune è comunque condannevole. Al nostro Governo quindi il compito di ripristinare la fiducia, il compito di aiutare gli imprenditori privati che producono beni per l'esportazione e quello di spingere al massimo le Aziende che controlla lui stesso verso la conquista di nuovi mercati.

novità valvole e semiconduttori

VALVOLE

DECAL

Non è vero che la valvola sia morta come lo farebbe supporre il sempre più crescente sviluppo dei materiali semiconduttori - diodi e transistori.

I costruttori di valvole ci stupiscono continuamente con i nuovi tipi sia nel campo « entertainment » - radio e televisori - sia nel campo per impieghi industriali e professionali.

Per esempio, è stata vista all'esposizione Radio TV tenutasi poco tempo fa a Parigi, una valvola che potrebbe chiamarsi un « pulsante elettronico »; si tratta di un tubo per impieghi speciali con la « testa » metallizzata che funziona da elettrodo di pilotaggio quando viene toccata con la mano. È prodotta dalla « Cerberus » (fig. 1).

La **Telefunken** ha prodotto un nuovo tipo di valvola a lunga vita con la sigla ECC 8100; questo doppio triodo consente la realizzazione di un amplificatore, funzionante nella banda III, che non necessita di circuiti di neutralizzazione. L'amplificazione ottenuta raggiunge i 27 dB.

La **Philips** ha stupito con la nuova serie di valvole « decal » contrassegnate con le sigle **PCH 200 - PCF 200 e PFL 200**. Ciascun tipo contiene due sistemi elettro-

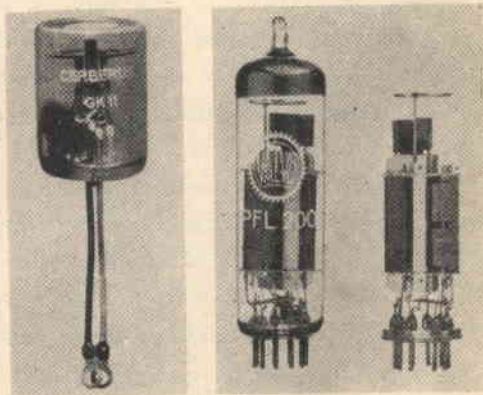


Fig. 1 - (a sinistra), tubo « pulsante » prodotto dalla Cerberus; (a destra), doppio pentodo « decal » PFL 200 prodotto dalla Valvo (Philips Tedesca).

dici completi e interamente schermati l'uno dall'altro. I dieci piedini di cui sono muniti (di qui il nome « decal » in contrapposizione con « noval », a nove piedini) sono disposti su di una circonferenza avente lo stesso diametro dello zoccolo delle valvole noval. Sono state mantenute quindi le stesse dimensioni dell'ampolla di vetro. L'angolo di circonferenza compreso tra due successivi piedini è stato portato al valore di 34° (nelle noval è 36°) in modo da accogliere tutti i dieci piedini

Questa nuova angolazione consente di avere tra i piedini 1 e 10 un sufficiente spazio da permettere l'inserimento, nei circuiti stampati, di una striscetta di rame per i collegamenti di massa, schermatura ecc. ecc...

Nelle valvole decal non sono stati inseriti entro un'unica ampolla più sistemi elet-

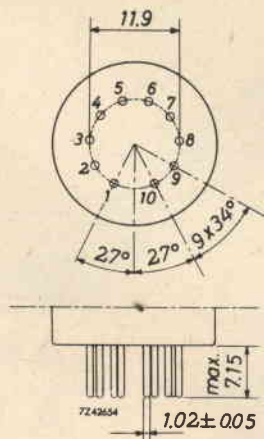


Fig. 2 - La nuova zoccolatura « decal ».

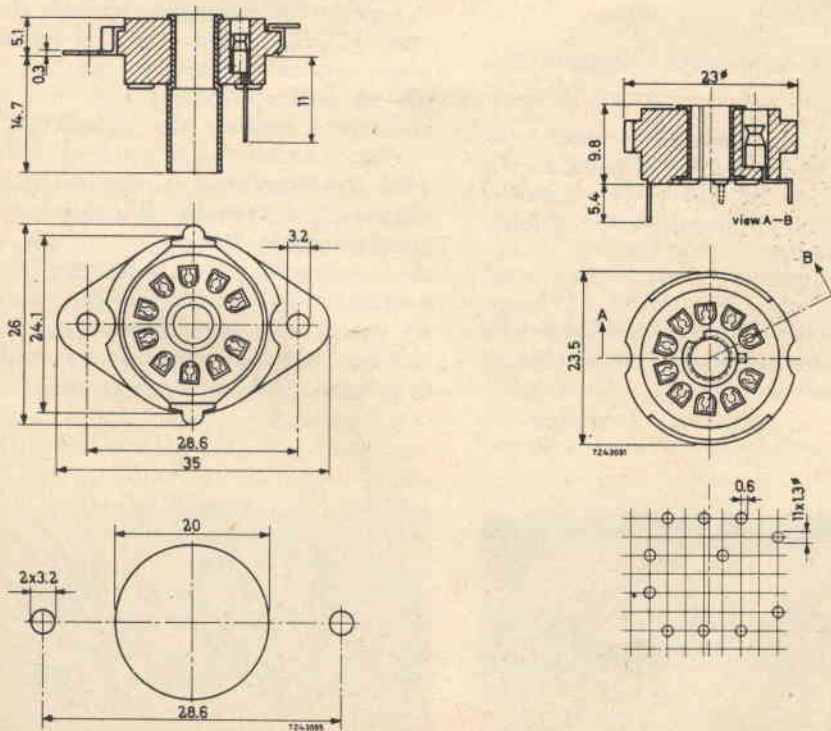


Fig. 3 - Dimensioni d'ingombro dei supporti per valvole « decal »: a sinistra, per cablaggi normali; a destra, per circuiti stampati.

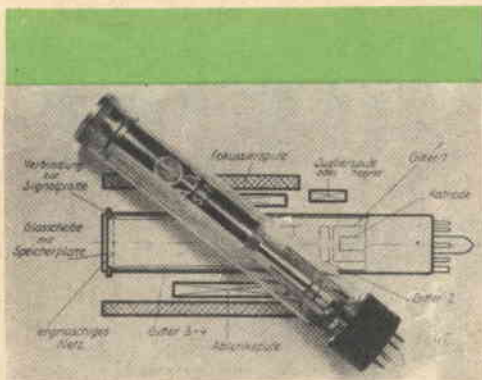


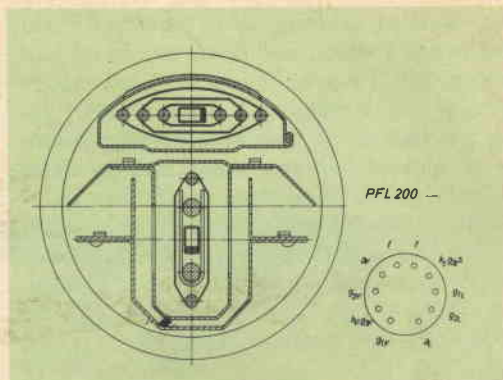
Fig. 4 - Il nuovo vidicon per la televisione a colori: « il plumbikon ».

trofici di quelli già conosciuti: il vantaggio di queste valvole è la completa indipendenza tra i due sistemi elettrici che consente una maggiore compattezza dei ricevitori TV.

Questa serie comprende i seguenti tipi:

PFL 200 - Pentodo finale (L) per stadi finali video, ($S = 21 \text{ mA/V}$) e pentodo (F), ($S = 8,5 \text{ mA/V}$) per CAG « gated », per separatori di sincronismi e amplificatori FI audio.

PCF 200 - Pentodo (F) per amplificatori FI; triodo (C) per stadi limitatori, CAG, e separatori di sincronismi.



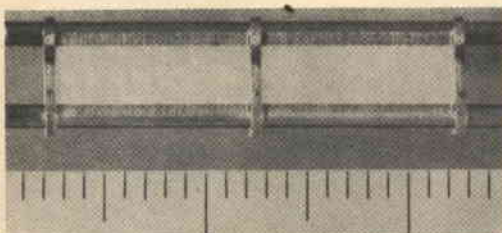
Sezione elettrodica trasversale del doppio pentodo PFL 200; a destra, zoccolatura del doppio pentodo « decal » PFL 200.

PCH 200 - Per stadi separatori di sincronismo e circuiti « antinoise ».

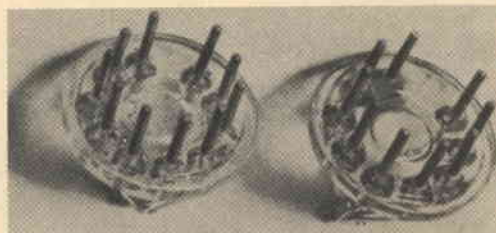
Nel campo professionale la Valvo ha prodotto il doppio triodo E82CC con catodi separati; un'esecuzione speciale del normale ECC82; il tipo E83CC è un doppio triodo con catodi separati con caratteristiche di antimicrofonicità notevoli; è una esecuzione speciale del tipo ECC83.

Ancora un'interessante novità della Valvo è il « Plumbikon »; un tipo di vidicon che usa come strato fotoconduttore uno speciale ossido di piombo. Ha una « inerzia » luminosa molto bassa che lo rende particolarmente adatto per le telecamere da usare nella televisione a colori. È di impiego molto semplice ed ha un fattore di rumore estremamente basso.

*

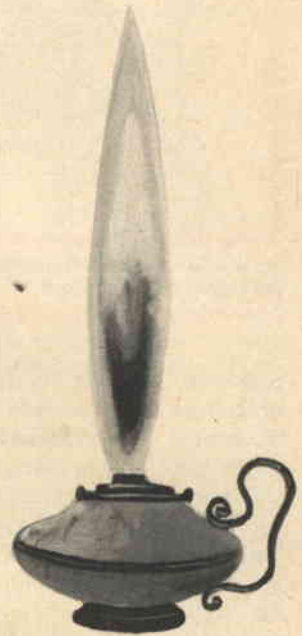


Come si presenta la struttura della griglia a telaio impiegata nel doppio pentodo « decal » PFL 200.



Zoccolatura « decal » (a sinistra) e zoccolatura « noval » (a destra).

CONTROLLO DELLA FIAMMA MEDIANTE DIODO A RAGGI ULTRAVIOLETTI



Le fiamme degli oli combustibili e dei gas emettono oltre alle radiazioni visibili e alle infrarosse anche radiazioni ultraviolette. I convenzionali rivelatori, sensibili allo spettro visibile e alle radiazioni infrarosse, non sono in grado di distinguere l'irradiazione proveniente dalla fiamma che si vuole controllare e quella invece emessa dalle pareti della caldaia o del bruciatore; entrambi infatti emettono radiazioni infrarosse di notevole intensità per cui, nel caso in cui venisse ad estinguersi la fiamma del bruciatore, l'indicatore elettronico sensibile ai raggi infrarossi darebbe ancora un'indicazione e non segnalerebbe quindi il pericolo dell'avvenuta estinzione della fiamma. Se consideriamo invece l'intensità dei raggi ultravioletti emessi dalle strutture riscaldate del bruciatore possiamo constatare come anche ad una temperatura di 1500 °C, la radiazione ultravioletta emessa dalle pareti ri-

scaldate del bruciatore è molto ridotta.

Si è pensato quindi di impiegare un sensibile rivelatore di radiazioni ultraviolette recentemente prodotto dalla Philips (155 UG) molto adatto e sensibile alle radiazioni ultraviolette emesse dalla fiamma del bruciatore. Perché questo sensibile rivelatore di radiazione non venga danneggiato dall'eccessiva temperatura

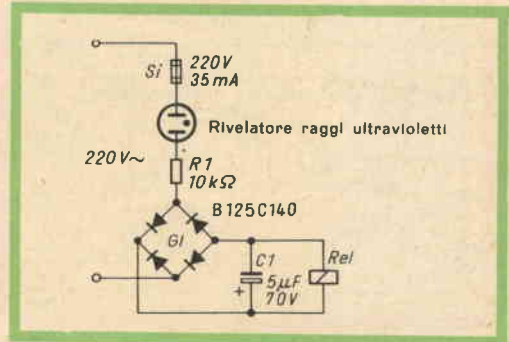


Fig. 1 - Schema elettrico di un semplice circuito di controllo di fiamma.

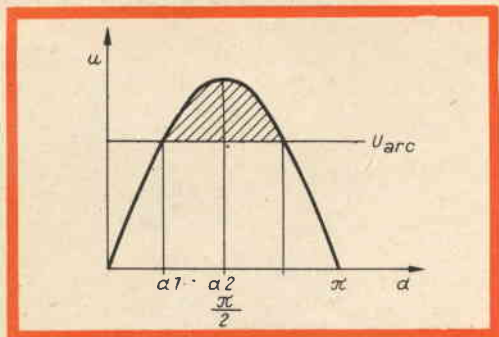


Fig. 2 - Curva caratteristica della tensione in funzione dell'angolo di circolazione di corrente.

prodotta durante il funzionamento del bruciatore si provvede a munirlo di filtri contro l'irraggiamento dell'infrarosso senza che la sua sensibilità ai raggi ultravioletti possa essere diminuita.

Un buon dispositivo di controllo della fiamma oltre ad essere insensibile alle variazioni della tensione di alimentazione, della temperatura ambiente e delle tolleranze dei componenti deve anche dare le seguenti prestazioni. L'allarme deve essere cioè dato:

- 1) quando la fiamma si estingue,
- 2) quando viene a mancare la tensione di rete,
- 3) quando un componente dell'amplificatore va in avaria,
- 4) quando si interrompe il conduttore elettrico all'indicatore di radiazione,
- 5) quando infine il precedente fosse in cortocircuito.

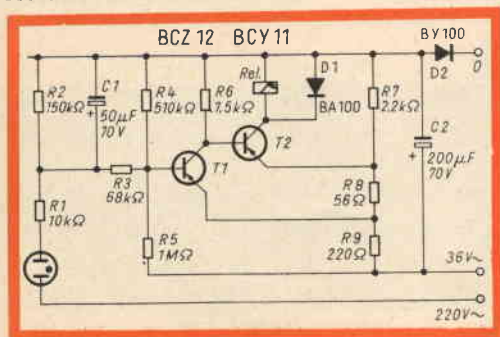


Fig. 3 - Schema elettrico di un circuito di controllo di fiamma impiegante un transistor come elemento amplificatore.

La tensione di innesco del diodo a gas è 210 V. Quando al tubo viene applicata una tensione di 220 V o più se esso viene investito da una radiazione ultravioletta si innesca.

La frequenza di ripetizione degli inneschi aumenta con l'aumentare dell'intensità di radiazione; essa però non può essere superiore al doppio della frequenza della tensione alternata di alimentazione (innesco ad ogni mezza onda). Il tubo cessa di condurre quando la corrente di innesco va al di sotto di un determinato valore. La corrente che scorre sul diodo innescato serve per azionare il dispositivo di controllo della fiamma.

Il diodo Philips 155 UG può funzionare sia con tensione continua che con tensione alternata. Se viene fatto funzionare con tensione alternata o con tensione pulsante (mezza o onda completa raddrizzata) non sono necessari particolari circuiti di spegnimento dato che ad ogni mezza onda la tensione applicata va al di sotto della tensione di innesco.

Semplice circuito per il controllo della fiamma

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di un circuito abbastanza semplice per il controllo della fiamma. Il diodo di scarica viene alimentato in serie alla resistenza R1 (limitatrice di corrente) e al circuito raddrizzatore a ponte della tensione di alimentazione di 220 V. Il carico è formato dal relé e dal condensatore di carica C1. Nello schema equivalente di questo circuito, il relé viene a trovarsi collegato ai capi di una sorgente di tensione continua il cui valore medio è formato dall'integrazione nel tempo di una parte della semionda di tensione alternata che si trova al di sopra del valore della tensione d'innesco (fig. 2). La resistenza interna di questa sorgente di tensione continua è formata dalla resistenza R1 e dalla resistenza interna del raddrizzatore a ponte; con i valori degli elementi usati nel circuito di fig. 1 questa resistenza ammonta a 13,5 kΩ.

Per l'adattamento di potenza è necessario che la resistenza del relé sia uguale alla resistenza interna della sorgente di alimentazione. È stato scelto un relé polarizzato il cui avvolgimento aveva una resistenza di 12,6 kΩ.

In questo circuito è stato impiegato un relé polarizzato per il fatto che la potenza di pilotaggio disponibile era molto ridotta.

Controllo di fiamma con amplificatore a transistorore

In fig. 3 è riportato lo schema elettrico di questo circuito. Gli impulsi vengono integrati nel condensatore C1 allo scopo di avere una tensione continua di pilotaggio anche quando l'intensità della radiazione è bassa e viene quindi ad asserci un intervallo notevole tra un impulso e l'altro della corrente di pilotaggio. Quando la tensione presente sul condensatore supera il valore di soglia del circuito trigger che segue succede che il transistorore T1 si blocca mentre il transistorore T2 conduce. Il relé allora attira. Quando la fiamma sta per spegnersi o diventa piccola il circuito trigger « scatta » nella posizione iniziale e il relé cessa di attirare. L'accoppiamento dei transistorori attraverso le resistenze R8 e R9 fa sì che la commutazione sia veloce.

Controllo di fiamma mediante thyristor (diodo controllato)

Nello schema elettrico di fig. 4 viene impiegato come amplificatore di potenza il thyristor Philips BTY 79, che consente di impiegare un relé di potenza. In questo circuito gli impulsi di corrente non vengono integrati all'ingresso dell'amplificatore ma nello stadio di potenza.

Il thyristor una volta aperto, si blocca soltanto dopo che la corrente ha assunto un valore inferiore alla corrente di tenuta; esso, come un thyratron può essere pilotato mediante impulsi. Il circuito lavora in questo modo: quando il diodo di scarica si innesca, nel transistorore T1 circola una corrente di base; il transistorore

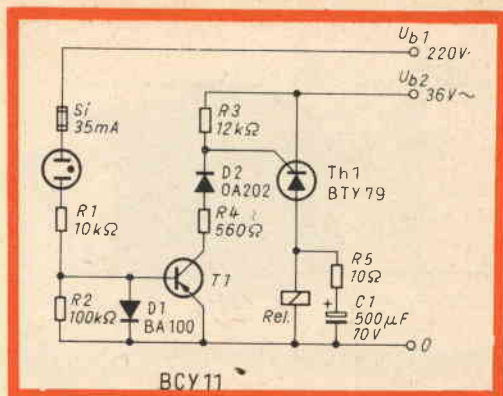


Fig. 4 - Schema elettrico di un circuito di controllo di fiamma impiegante come elemento amplificatore un thyristor.

conduce. La caduta di tensione ai capi della resistenza R3 « apre » il thyristor; il relé attira. La tensione di funzionamento è stata scelta del valore di 36 V in considerazione della massima tensione di collettore del transistorore impiegato.

Due circuiti di controllo della fiamma impieganti tubi a catodo freddo come amplificatori

Nel circuito di fig. 5 è riportato un controllo di fiamma equipaggiato con il tubo a catodo freddo Philips Z70U; questo tubo fa da amplificatore. Esso viene pilotato dagli impulsi di tensione presenti sulla resistenza R1 quando avviene l'innesco del diodo di scarica. Quando il

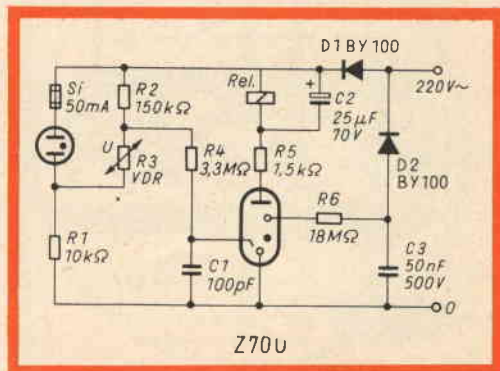


Fig. 5 - Schema elettrico di un circuito di controllo di fiamma impiegante come amplificatore il tubo a catodo freddo Z70U.

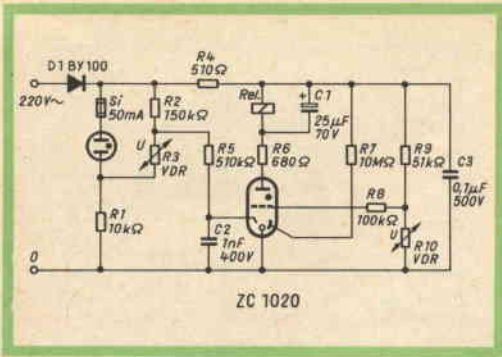


Fig. 6 - Schema elettrico di un circuito di controllo di fiamma impiegante il tubo a catodo freddo ZC 1020.

tubo a catodo freddo Z70U conduce, il condensatore C2 si carica attraverso la resistenza limitatrice di corrente R5 e il relé attira.

Il circuito di fig. 6 è molto simile a quello di fig. 5. Viene impiegato il tubo a catodo freddo Philips ZC 1020. Nei circuiti di fig. 5 e di fig. 6 la tensione ausiliaria che si sovrappone alla tensione di pilotaggio è ottenuta mediante il partitore formato dalle resistenze R1, R2 e R3. Quando il diodo di scarica non è innescato ai capi della resistenza R1 la tensione diminuisce (circa 12 V). Ai capi della resistenza VDR, R3, la caduta di tensione ammonta a circa 110 V. Quando il diodo di scarica si innescava la tensione

presente su R1 diventa 100 V. La tensione ai capi della resistenza VDR, R3, varia di poco, e scende al valore di circa 100 V. Come tensione di pilotaggio pertanto rimane a disposizione la caduta di tensione sulle resistenze R1 + R3 il cui valore è circa di 200 V.

Le proprietà caratteristiche della resistenza VDR contribuiscono inoltre a stabilizzare il circuito contro le variazioni della tensione di rete. Per esempio, se la tensione di rete va da +10% a -15% la tensione ai capi delle resistenze R1 + R3 varia solo $\pm 4\%$.

Controllo della fiamma impiegante un thyatron come amplificatore

Lo schema elettrico del controllo di fiamma impiegante il thyatron PL21 è riportato in fig. 7. Il thyatron viene reso non conduttore dalla tensione di accensione del filamento applicata tra catodo e griglia. Quando il diodo di scarica si innescava, il thyatron viene pilotato dalla caduta di tensione ai capi della resistenza R2. Una volta innescato il thyatron, il condensatore C1 si carica attraverso la resistenza limitatrice di corrente R4 e il relé attira. Il thyatron PL21 necessita per la sua messa in funzione di un tempo di preriscaldamento di 10 secondi.

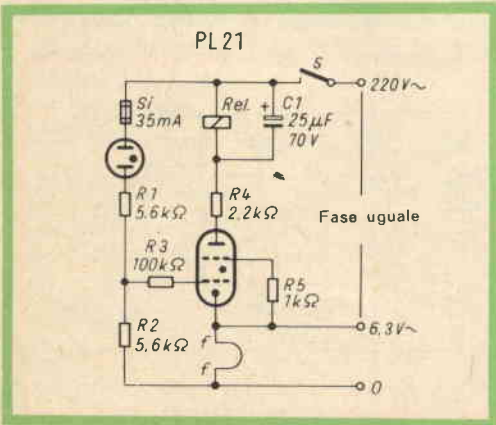
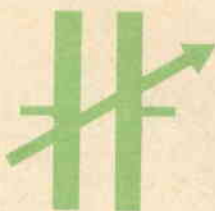


Fig. 7 - Schema elettrico di un circuito di controllo di fiamma impiegante come elemento amplificatore il thyatron miniatura PL21.

Controllo di fiamma impiegante un tubo a vuoto come amplificatore

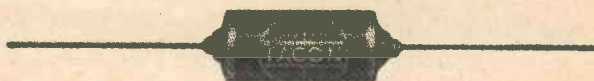
Questo circuito è riportato in fig. 8; viene impiegato il tubo SQ Philips E180CC con le due sezioni triodiche collegate in parallelo; come nel circuito impiegante il thyatron esso viene bloccato dalla tensione di accensione del filamento. Se ai capi della resistenza R2 non si produce nessuna caduta di tensione, le griglie dei due triodi sono molto negative; la corrente che circola è così bassa che non riesce a eccitare il relé. Quando invece il diodo di scarica si innescava, il doppio triodo conduce e il relé attira.



FACON

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

FACON



Osservazioni

I circuiti precedentemente e sommariamente descritti non prevedono dispositivi efficaci per annullare le variazioni della tensione di rete e della temperatura ambiente. Abbiamo visto come la tensione di innesco del diodo di scarica si trova sui 210 V. Per il pilotaggio del circuito che segue questo diodo, viene usata soltanto una parte di questa tensione, ed esattamente, quella che supera la tensione di innesco. Per questo motivo, la tensione di pilotaggio viene a dipendere considerevolmente dal valore della tensione di rete. Volendo realizzare un circuito come quelli sopra descritti ma munito di un circuito stabilizzatore della tensione di rete si dovrebbe impiegare un maggior numero di componenti. Nei circuiti sopra riportati l'eventuale cortocircuito dei conduttori del tubo rivelatore viene segnalato solo nel caso in cui la

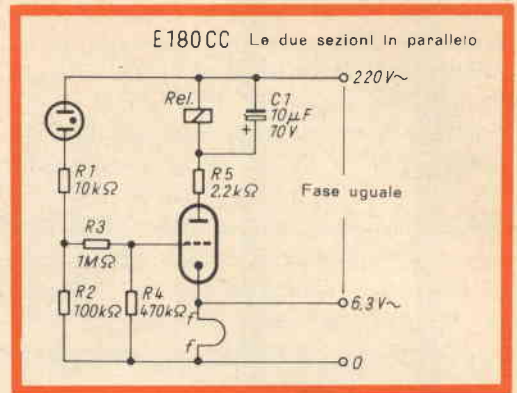


Fig. 8 - Schema elettrico di un circuito di controllo di fiamma impiegante come amplificatore il doppio triodo SQ E180CC.

resistenza R1 venga montata direttamente sul tubo. Ciò non vale per gli schemi elettrici indicati nelle fig. 3 e 8.

*

Abbiamo ricevuto in questi giorni dal distributore della Howard W. Sams e Co Inc. di Indianapolis Sig. Ettore Giovanetti, e segnaliamo ai nostri lettori, le seguenti pubblicazioni di somma utilità per il radiotecnico: - TRANSISTOR SUBSTITUTION HAND BOOK - Volume di 144 pagine in formato cm. 13,5 x 21 nel quale sono stati elencati tutti i transistori e diodi fino ad oggi costruiti con l'indicazione, in corrispondenza di ognuno, dei transistori e diodi equivalenti. Volume indispensabile a tutti i tecnici radioriparatori.

ABC's of Missile Guidance by Ray Schapiro - Volume di 96 pagine cm 13,5 x 21 (testo in inglese). Passa in rapida sintesi i concetti e la realizzazione pratica dei sistemi di guida dei missili così come essi sono stati esposti nei corsi tenuti presso l'Istituto di Mount Sous Antonio Junior College near Pomona - California.

Troubelshooter'S Reference Handbook by Stuart Hoberman. Volume di 128 pagine di cm. 13 x 21 (testo inglese) costituisce una ottima guida pratica per il servizio di riparazione e manutenzione degli apparecchi di televisione.

elettronica e automobile

Parte I

Iniziamo una serie di articoli in cui verranno descritti quattro utili accessori elettronici per l'automobile: 1) Un circuito per l'accensione automatica delle luci di parcheggio. 2) Un circuito che avvisa acusticamente che i fari sono rimasti accesi. 3) Un circuito di allarme che avvisa il conducente che una delle luci posteriori di posizione si spegne. 4) Un circuito combinato per l'accensione automatica delle luci di parcheggio e per la segnalazione dell'accensione dei fari. Vengono illustrati lo schema ed il principio di funzionamento di questi circuiti per i vari tipi di impianto elettrico che si impiegano normalmente nelle automobili (6 V, 12 V, polo positivo o negativo della batteria a massa).

L'elettronica può essere usata vantaggiosamente in campo automobilistico per ottenere l'automaticità di varie funzioni, il che spesso può contribuire ad aumentare la sicurezza stradale.

Grazie alle ridotte dimensioni, alla sicurezza di funzionamento, ed alla robustezza dei semiconduttori, possono venir progettati circuiti elettronici di costo molto ridotto e d'ingombro limitato.

Verranno dettagliatamente trattati quattro di questi circuiti, e precisamente:

— un circuito per l'accensione automatica delle luci di parcheggio;

— un circuito che segnala che i fari sono rimasti accesi;

— un circuito che segnala l'estinzione di una o di entrambe le luci di posizione posteriori;

— un circuito combinato per l'accensione automatica delle luci di parcheggio e la segnalazione che i fari sono accesi.

Con il primo e l'ultimo di questi circuiti, le luci di parcheggio vengono accese e spente **automaticamente** a seconda delle condizioni di luce ambiente. L'impiego di questi circuiti aumenta la sicurezza stradale, specialmente quando, di notte, l'illuminazione stradale pubblica viene spenta. Le luci di parcheggio vengono **accese** dal circuito non appena il

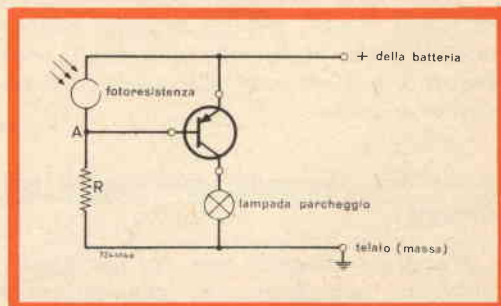


Fig. 1 - Circuito fondamentale per l'accensione graduale automatica delle luci di parcheggio.

livello della luce ambiente è sceso sotto un determinato valore, e **spente** non appena esse non sono più necessarie, risparmiando così la batteria.

Il secondo circuito che verrà descritto, (il segnalatore dell'accensione dei fari) evita l'inconveniente di trovarsi con la batteria scarica; se si scende dall'automobile lasciando i fari accesi un cicalino emette un segnale acustico che avverte di spegnerli. In questo circuito gli unici componenti richiesti sono un diodo ed un cicalino.

Il circuito che segnala l'estinzione delle luci di posizione posteriori fornisce al guidatore un segnale luminoso se una od entrambe le luci di posizione posteriori sono spente. In realtà, tutte le automobili dovrebbero essere fornite di questo apparecchio, in quanto lo spegnimento delle luci di posizione posteriori, di cui il guidatore difficilmente si accorge, può facilmente causare incidenti.

L'ultimo circuito è una combinazione dei primi due.

Tranne che per il circuito di segnalazione dell'accensione dei fari, il funzionamento di tutti gli altri è basato sull'azione combinata di una fotoresistenza e di un transistor. Il funzionamento del transistor è controllato dalla fotoresistenza, la quale ha una resistenza elevata a bassi livelli di luce, ed una resistenza bassa se la luce è intensa. Inserendo questo fotoelemento nel circuito di controllo del transistor, quest'ultimo conduce quando la illuminazione della fotoresistenza diviene insufficiente.

Verrà data una descrizione dettagliata di tutti i circuiti, per gli impianti elettrici normalmente usati nelle automobili, cioè per 6 V o 12 V, con polo positivo o negativo a massa.

Accensione automatica delle luci di parcheggio

Verranno descritti due tipi di circuiti, entrambi completamente automatici, in modo da non richiedere al guidatore nessuna attenzione. L'operazione dell'accensione delle luci di parcheggio è effettuata

automaticamente in dipendenza delle condizioni di luce ambiente. Dapprima verrà descritto un circuito semplice che accende gradualmente le luci di parcheggio all'aumentare dell'oscurità; se si desidera che l'accensione sia istantanea è necessario usare un circuito più complesso che verrà descritto in seguito.

Il progetto dei circuiti è basato sul presupposto che essi dovrebbero accendere le luci di posizione solo se l'intensità della luce ambiente cade al di sotto dei 40 lux. La fotoresistenza che controlla il circuito deve ovviamente essere montata in modo tale che essa sia sensibile solo alla luce proveniente da sopra la vettura, per esempio, tra il parabrezza ed il cofano o sul tetto dell'automobile. L'assorbimento dei circuiti è molto modesto anche quando le luci di parcheggio sono spente, ed essi funzionano in modo pienamente soddisfacente per temperature ambiente da -55°C a $+40^{\circ}\text{C}$. Inoltre, la costruzione e l'assemblaggio dei circuiti sono semplici e di costo modesto. Essi sono stati progettati in modo che la luce di parcheggio sia visibile da una distanza di almeno 20 metri. Poiché l'impianto elettrico può essere di vari tipi, verranno date varie versioni di questi circuiti.

Nel prossimo paragrafo verrà illustrato il circuito che accende gradualmente la lampadina della luce di parcheggio.

Accensione graduale delle luci di parcheggio

Questo tipo di circuito è estremamente semplice in quanto impiega un solo transistor. Il suo funzionamento verrà spiegato facendo riferimento al circuito base della fig. 1. Finché la fotoresistenza è illuminata, la sua resistenza sarà bassa in confronto alla resistenza R ; si avrà quindi che il punto A avrà all'incirca lo stesso potenziale della linea di alimentazione positiva. Perciò la base del transistor è allo stesso potenziale dell'emettitore, e non scorrerà corrente attraverso l'emettitore, il collettore e quindi attraverso la lampada, che resterà spenta; ma nell'oscurità, la resistenza della fotore-

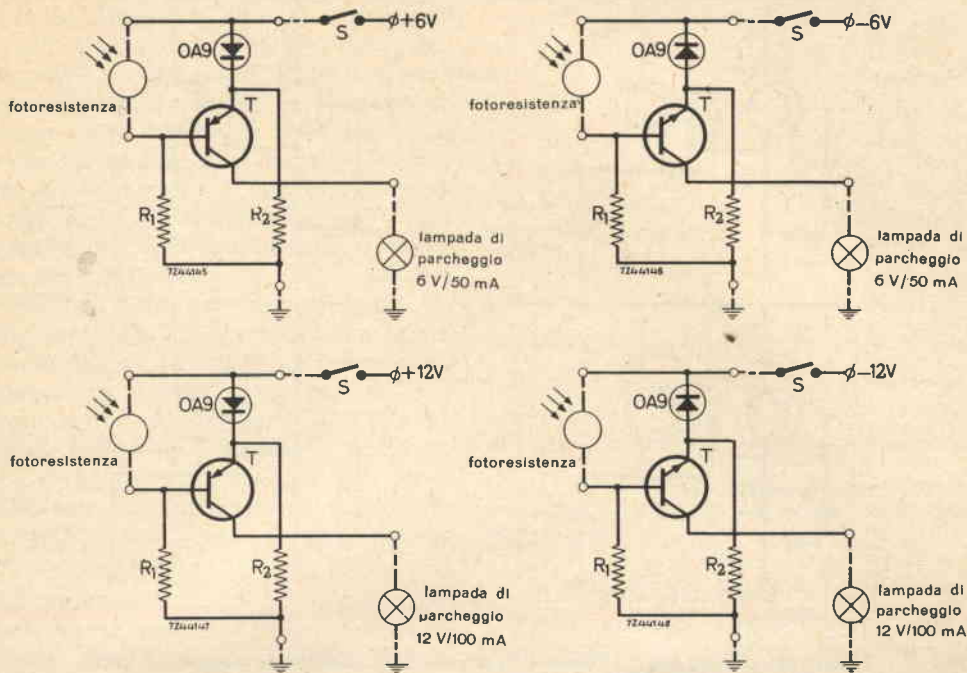


Fig. 2 - Circuiti per l'accensione automatica delle luci di parcheggio: a) per 6 V con polo negativo a massa; b) per 6 V con polo positivo a massa; c) per 12 V con polo negativo a massa; d) per 12 V con polo positivo a massa.

L'interruttore S è necessario per evitare il funzionamento dell'apparecchio durante la guida notturna. La luce di parcheggio potrebbe ingenerare confusione accendendosi e spegnendosi in corrispondenza dei lampioni stradali. Se il contatto di accensione del motore ha una coppia di contatti liberi che si chiudono se la chiave viene estratta, questi contatti possono venir usati per questo scopo. Le connessioni esterne del circuito sono indicate con linee tratteggiate.

Componenti:

R_1 = vedere il testo

R_2 nelle figg. 2a e 2b = $2,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%$; $\frac{1}{4} \text{ W}$ -

R_2 nelle figg. 2c e 2d = $5,6 \text{ k}\Omega \pm 10\%$; $\frac{1}{4} \text{ W}$ -

Transistori T: fig. 2a tipo AC 128

figg. 2b e 2d tipo AC 127

fig. 2c tipo AC 128 od AC 132

Fotoresistenza: B8 731 05 oppure RPY 14

sistenza assumerà un valore elevato, il che porterà la base del transistor a divenire negativa rispetto all'emettitore; il transistor entra in conduzione e scorrerà quindi corrente attraverso la lampada della luce di parcheggio.

In fig. 2 sono illustrati i circuiti pratici d'impiego a seconda del tipo di impianto elettrico della vettura. Si può vedere che nella connessione di emettitore del transistor è inserito un diodo di polarizzazione. Per la presenza della resistenza

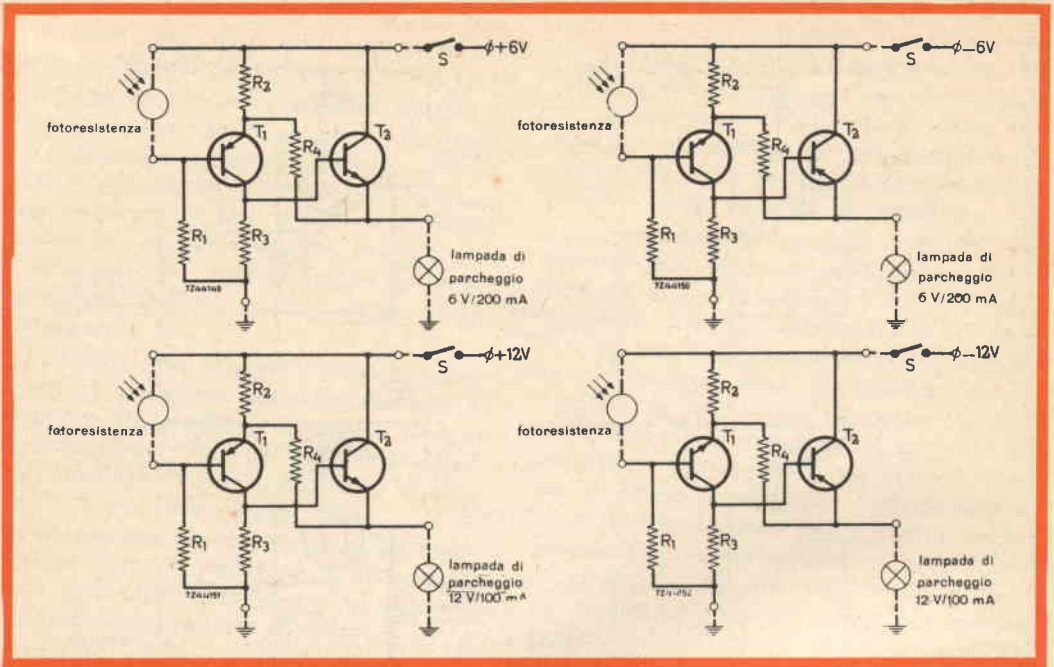


Fig. 3 - Schema del circuito per l'accensione istantanea della luce di parcheggio: a) per 6 V con polo negativo a massa; b) per 6 V con polo positivo a massa; c) per 12 V con polo negativo a massa; d) per 12 V con polo positivo a massa.

L'interruttore S è necessario per evitare che l'apparecchio funzioni durante la guida notturna, come si è visto nella fig. 2. Le connessioni esterne del circuito sono indicate con linee tratteggiate.

Componenti per le figg. 3a e 3b

- R₁ = vedere il testo
- R₂ = 150 Ω ± 10%; ¼ W
- R₃ = 47 kΩ ± 10%; ¼ W
- R₄ = 150 Ω ± 10%; ¼ W

Componenti per le figg. 3c e 3d

- R₁ = vedere il testo
- R₂ = 560 Ω ± 10%; ¼ W
- R₃ = 82 kΩ ± 10%; ¼ W
- R₄ = 560 Ω ± 10%; ¼ W

Transistori: fig. 3a e 3c } T₁ - AC 125 - AC 126 - AC 128 - AC 132
 T₂ - AC 127

fig. 3b } T₁ - AC 127
 T₂ - AC 128

fig. 3d } T₁ - AC 127
 T₂ - AC 128 - AC 132

Fotoresistenze: B8 731 05 oppure RPY 14

connessa tra il polo a massa della batteria ed il punto comune al diodo ed all'emettitore del transistor scorrerà una piccola corrente (± 2 mA) attraverso il di-

do anche quando il transistor non è in conduzione. L'emettitore del transistor resterà così leggermente polarizzato, in modo da ottenere una soglia meglio definita.

L'intensità alla quale la lampadina della luce di parcheggio si illumina dipende in un certo modo dalle caratteristiche dell'esemplare scelto della fotoresistenza e dal suo montaggio, e può essere regolata con una scelta opportuna della resistenza R_1 . Per il circuito sperimentale è stato scelto un valore di $5,6 \text{ k}\Omega$, con il quale si ottiene la piena illuminazione della lampadina per un'illuminazione ambiente compresa tra 15 lux e 40 lux, a seconda del tipo di fotoresistenza impiegata. Se si desidera regolare individualmente ciascun circuito, si può usare un trimmer potenziometrico (valore nominale $100 \text{ k}\Omega$) in serie con una resistenza fissa da $3,3 \text{ k}\Omega$, la quale evita che il transistor possa essere danneggiato nel caso di un'erronea regolazione del potenziometro (cioè se il potenziometro viene portato inavvertitamente a zero).

L'interruttore di fig. 2 è necessario per evitare che l'apparecchiatura rimanga in funzione mentre si guida di notte. Infatti, la luce di parcheggio potrebbe far nascere una certa confusione accendendosi e spegnendosi quando si passa sotto i lampioni dell'illuminazione stradale. Se il contatto di accensione del motore ha una coppia di contatti di riserva che si chiudono quando si estrae la chiave essi possono venir usati per questo scopo.

Accensione istantanea della luce di parcheggio

Si può ottenere un'accensione istantanea e ben definita usando i circuiti di fig. 3, che impiegano due transistori anziché un transistor e un diodo. La polarizzazione del primo transistor viene qui ottenuta per mezzo della piccola corrente che scorre attraverso la lampada, la resistenza R_4 e la resistenza di emettitore R_2 . Il primo transistor è ancora regolato in modo da passare in conduzione quando la luce ambiente scende sotto un determinato livello. La caduta di tensione che ne risulta ai capi della resistenza R_3 porta allora in conduzione anche il secondo transistor, cosicché le resistenze R_2 ed R_4 vengono shuntate dalla resistenza, relativamente bassa, emittito-

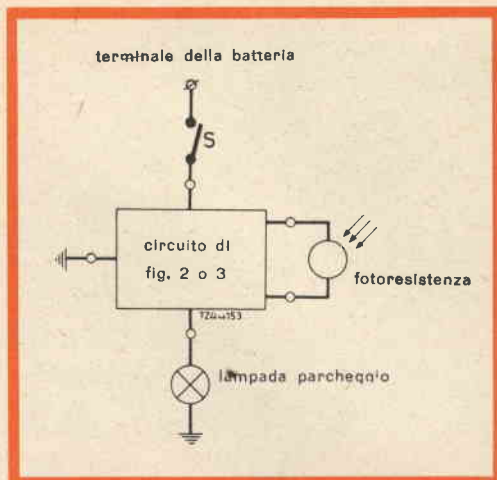


Fig. 4 - Schema dei collegamenti per i circuiti di figg. 2 e 3 nel caso di vettura con luce di parcheggio singola.

re-collettore del secondo transistor. Si ottiene allora una diminuzione della polarizzazione del primo transistor, con un aumento della sua corrente di collettore e quindi anche di quella del secondo transistor. In questo modo la corrente attraverso la lampada raggiunge rapidamente il suo valore finale, in quanto ai capi della lampada stessa è applicata quasi per intero la tensione di batteria. Inversamente, all'inizio del giorno, quan-

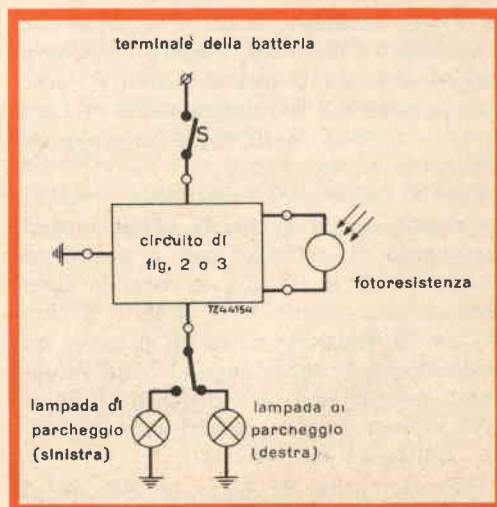


Fig. 5 - Schema dei collegamenti per i circuiti di figg. 2 e 3 nel caso di vettura con luce di parcheggio sui due lati.

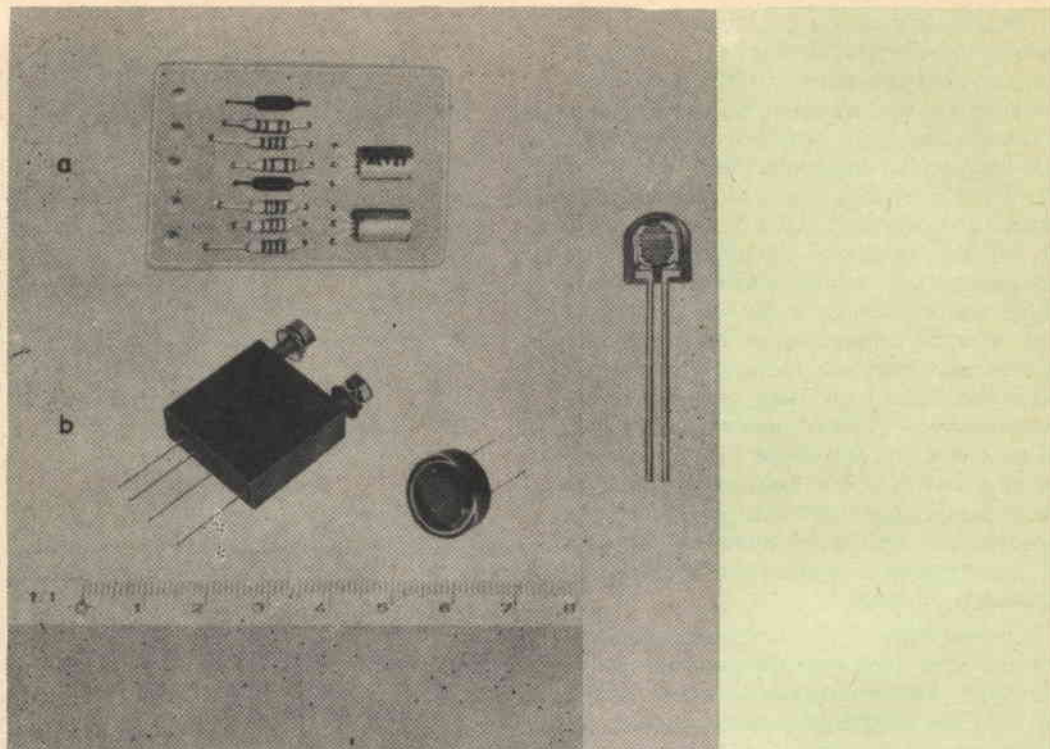


Fig. 6 - Circuito della fig. 3 incapsulato in un blocco di resina sintetica (b) e montato su circuito stampato (a), a sinistra, ed a destra fotoresistenza tipo B8 731 05.

do la luce aumenta, la corrente attraverso i transistori diminuisce, mentre la polarizzazione del primo cresce. Allora i transistori passeranno istantaneamente in blocco e la luce di parcheggio si spegnerà automaticamente.

Con i valori dei componenti indicati nei circuiti e con $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ la luce di parcheggio si accende, per intensità luminosa da 3 a 10 lux, a seconda della fotoresistenza usata, e si spegne a circa 80 lux. Il funzionamento di ciascun apparecchio può venir regolato individualmente usando al posto di R_1 un trimmer potenziometrico da 100 $\text{k}\Omega$ con in serie una resistenza da 3,3 $\text{k}\Omega$.

L'assorbimento di corrente del circuito, quando la lampada è spenta è dell'ordine del 10% di quella di lavoro della lampada.

Le figg. 4 e 5 mostrano come i circuiti delle figg. 2 e 3 possono venir inseriti nell'impianto elettrico dell'automobile. La fig. 4 si riferisce a vetture con una sola luce di parcheggio, e la fig. 5 a quelle che hanno luci di parcheggio su entrambi i lati. Gli apparecchi possono venir realizzati in modi diversi; un esempio molto economico è il circuito stampato che può venir alloggiato sotto il cruscotto. La soluzione migliore è però l'incapsulazione del circuito in un blocco di resina sintetica (fig. 6) che può allora essere montato dovunque. Se vi è una sola lampada di parcheggio, il circuito può essere montato all'interno dell'alloggiamento della lampada stessa, avendo cura che la sua luce non possa raggiungere l'elemento fotosensibile.

(da "Advance Information" N. 603)



CARICA BATTERIE DA 4 A E DA 20 A CON DIODI AL SILICIO

Vengono descritti alcuni caricabatterie progettati per fornire correnti di carica di 4 A e di 20 A, equipaggiati con diodi al silicio del tipo BYY 20 e BYY 21. I circuiti sono semplici, sono adatti sia per batterie da 12 V senza che siano necessarie commutazioni, e sono protetti contro i cortocircuiti e l'eventuale erronea connessione della batteria con le polarità invertite.

Saranno illustrate due versioni di caricabatterie da 4 A: la prima usa lampade ad incandescenza come limitatori di corrente, mentre la seconda versione impiega allo stesso scopo un trasformatore ad induttanza dispersa.

Il caricabatterie da 20 A impiega come limitatore di corrente un trasformatore ad induttanza dispersa.

Le dinamo convenzionali usate nelle automobili per ricaricare la batteria possono fornire solo una corrente limitata se il motore funziona a basso regime. È quindi evidente che in condizioni sfavorevoli (uso frequente dell'automobile a bassa velocità, per esempio nel traffico cittadino, o col maltempo con i fari acce-

si) l'erogazione di corrente dalla batteria può divenire tale che dovendo riavviare il motore si può avere qualche difficoltà.

Per evitare questi inconvenienti, la batteria dovrebbe venir ricaricata ogni tanto con un caricabatterie. Si possono distinguere due tipi di questi apparecchi: quelli a bassa e quelli ad alta corrente di carica.

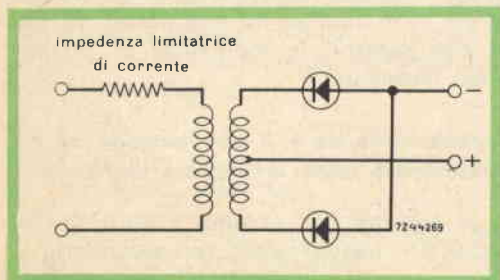


Fig. 1 - Circuito fondamentale di caricabatterie con una resistenza quale impedenza limitatrice di corrente.

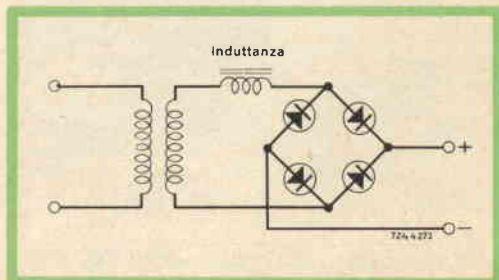


Fig. 2 - Circuito fondamentale di caricabatterie con una induttanza quale impedenza limitatrice di corrente.

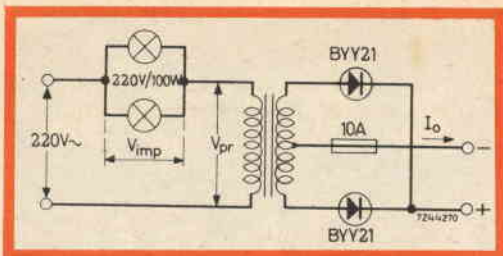


Fig. 3 - Schema del circuito di un caricabatterie da 4 A impiegante lampade ad incandescenza quali impedenza limitatrice di corrente.

Il primo tipo è generalmente usato dai privati per ricaricare la batteria durante le ore notturne, mentre il secondo tipo, il cosiddetto a carica rapida, è adoperato quasi esclusivamente nelle autorimesse.

In questo articolo verranno illustrati entrambi i tipi.

I caricabatterie devono essere semplici e d'impiego sicuro: sotto questo aspetto i circuiti che verranno discussi si presentano molto interessanti: essi possono venir connessi a batterie da 6 V o da 12 V

senza che sia necessaria nessuna commutazione, e sono protetti contro i cortocircuiti e l'eventuale erronea connessione della batteria con le polarità invertite. Il caricabatterie a bassa corrente di carica è progettato in modo da fornire una corrente massima di circa 4 A, valore non pericoloso anche se l'apparecchio rimane collegato per un periodo di tempo piuttosto lungo ad una batteria già completamente carica. Il tipo a carica rapida è progettato per una corrente di carica di 20 A, valore conveniente per una batteria media.

I diodi di potenza al silicio **BYY 20** e **BYY 21**, ben noti per la loro applicazione negli alternatori per auto, sono i più adatti per questo impiego particolare: le loro piccole dimensioni e la facilità di montaggio offrono la possibilità di costruire caricabatterie compatti, di basso costo e che non richiedono nessuna manutenzione.

Circuiti

Per soddisfare le condizioni esposte prima, i circuiti impiegati richiedono una impedenza limitatrice di corrente, per esempio una resistenza (Fig. 1), che può venir inserita sia nel primario che nel secondario. Le normali lampade ad incandescenza forniscono una soluzione veramente economica. Tuttavia, la loro ridotta corrente massima ammissibile le rende adatte solo per caricabatterie a bassa corrente di carica. Un'altra soluzione consiste nell'uso di un induttore quale impedenza limitatrice (Fig. 2); anziché usare un induttore separato si può impiegare un trasformatore ad induttanza dispersa che presenti la induttanza di dispersione necessaria.

Caricabatterie da 4 A con lampade ad incandescenza come impedenza limitatrice

Lo schema del circuito è illustrato in fig. 3. Un trasformatore con secondario a presa centrale è impiegato in un rettificatore a due semionde con due soli diodi del tipo **BYY 21**. Per limitare la corrente, nel circuito primario sono inseri-

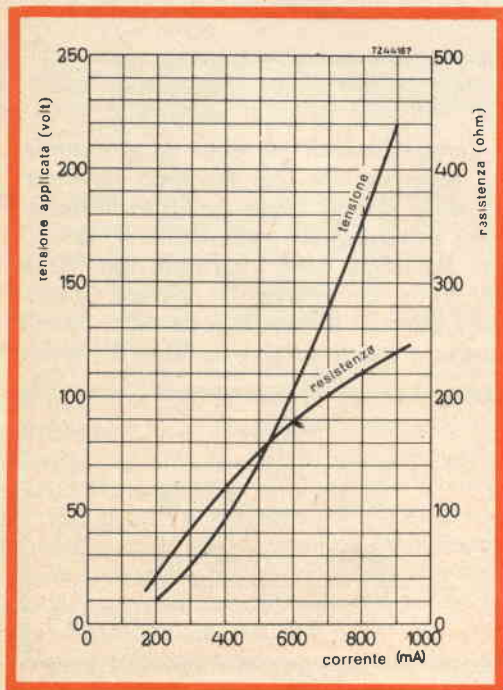


Fig. 4 - Caratteristica tensione/corrente delle lampade di fig. 3.

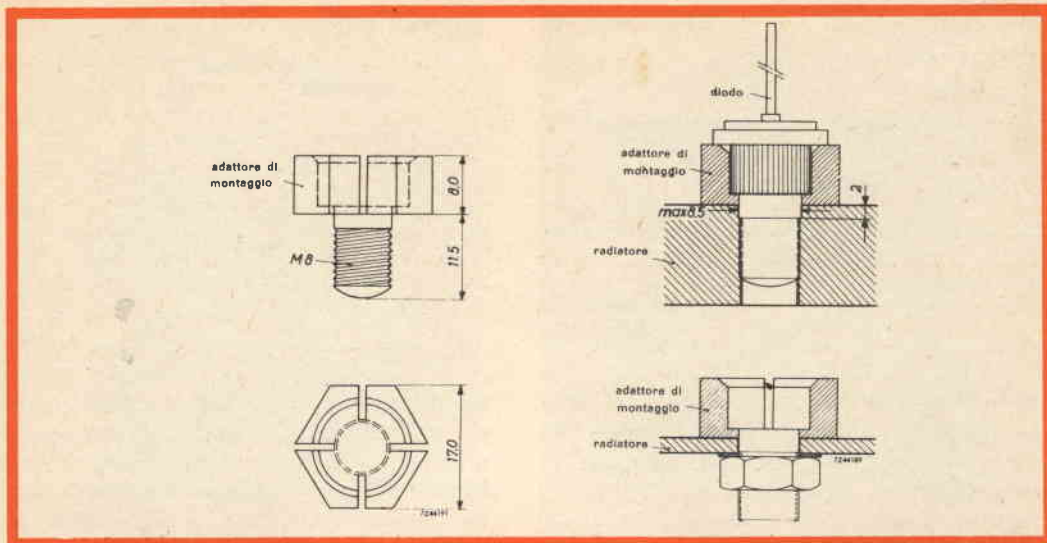


Fig. 5 - Disegno dell'adattatore tipo 56232 per il montaggio dei diodi al silicio BYY 20 e BYY 21 (a sinistra) e due sistemi di montaggio dell'adattatore sulla piastra di raffreddamento (a destra).

te due lampade da 220 V/100 W in parallelo; un fusibile da 10 A protegge i diodi contro la connessione della batteria con le polarità invertite. La caratteristica tensione/corrente delle lampade è rappresentata nella Fig. 4.

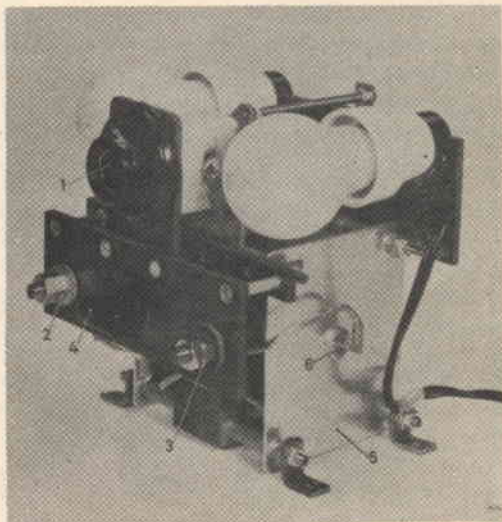
La tabella 1 da i risultati delle misure eseguite con tensione nominale di rete di 220 V. I dati completi del trasformatore di Fig. 3 sono elencati alla fine dell'articolo.

Per limitare la temperatura della giunzione dei diodi, essi vengono montati su di una piastra di raffreddamento in alluminio comune di 8 cm × 11 cm × 0,2 cm. I diodi possono venire pressati nella piastra come si vede dalla fotografia, oppure montati per mezzo dell'adattatore tipo 56232 (fig. 5).

Caricabatterie da 4 A con trasformatore ad induttanza dispersa

Nel circuito di fig. 6 sono impiegati due diodi tipo BYY 20 e due diodi tipo BYY 21 (equivalenti ai BYY 20, ma con le polarità invertite). La dissipazione di potenza in ciascun diodo ad una corrente di ca-

rica media di 2 A è tanto limitata che sono sufficienti due piastre per la dispersione del calore generato, delle dimen-



Interno del caricabatterie. 1 = fusibile, 2 = terminale positivo, 3 = terminale negativo, 4 = ponte che cortocircuita i due terminali previsti per la misura della corrente di carica, 5 = piastra di raffreddamento, 6 = diodo del tipo BYY 21.

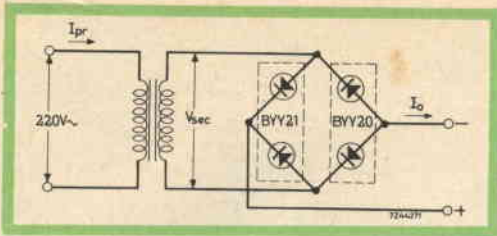


Fig. 6 - Schema del circuito del caricabatterie da 4 A equipaggiato con un trasformatore ad induttanza dispersa quale impedenza limitatrice di corrente.

sioni di solamente 3 cm × 8 cm × 0,2 cm. La tabella 2 fornisce i risultati delle misure effettuate con tensione nominale di rete di 220 V. I dati completi del trasformatore di fig. 6 sono elencati alla fine.

La fig. 7 dà una vista « esplosa » del trasformatore e la fig. 8 le sue dimensioni quotate. Si può vedere chiaramente come il circuito magnetico del trasformatore sia composto da due pacchetti di lamierini ad E e da due pacchetti di lamierini ad I, che formano un derivatore magnetico. I lamierini ad E sono

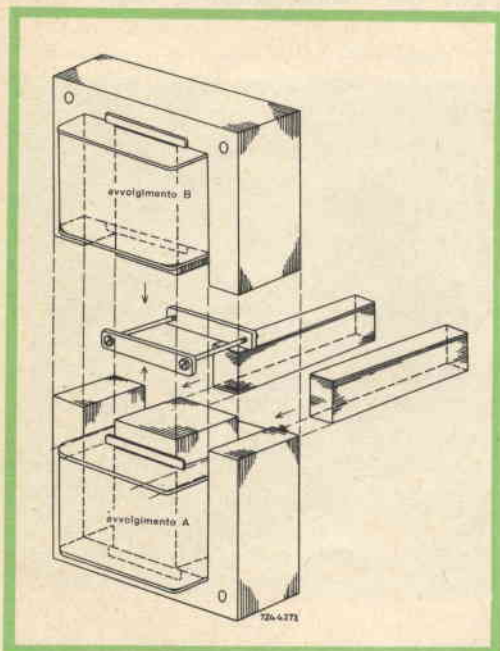


Fig. 7 - Vista esplosa del trasformatore ad induttanza dispersa usato nei caricabatterie da 4 A e da 20 A.

TABELLA 1

Condizione	V_{imp} (V)	V_{pr} (V)	I_o (A)
Terminali aperti . .	40	200	—
Carica batteria 12 V	80	140	3,8
Carica batteria 6 V	130	90	5,3
Terminali in cortocircuito . .	190	30	7,0

tenuti insieme da piccoli angolari in modo da ridurre al minimo il traferro; le gambe centrali dei lamierini ad E sono bloccate da due strisce metalliche avvitate insieme. I cartocci delle bobine primaria e secondaria sono leggermente ad E; la zona tra le due bobine viene riempita con i lamierini ad I, il cui numero determina l'induttanza di dispersione e deve essere stabilito sperimentalmente, in modo che la corrente di cortocircuito sia limitata al suo valore ammissibile. Lo spazio che rimane tra le bobine deve essere riempito con materiale non ma-

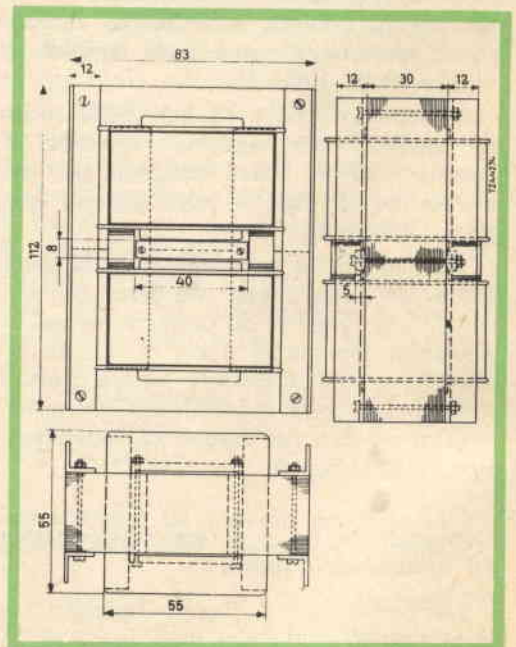
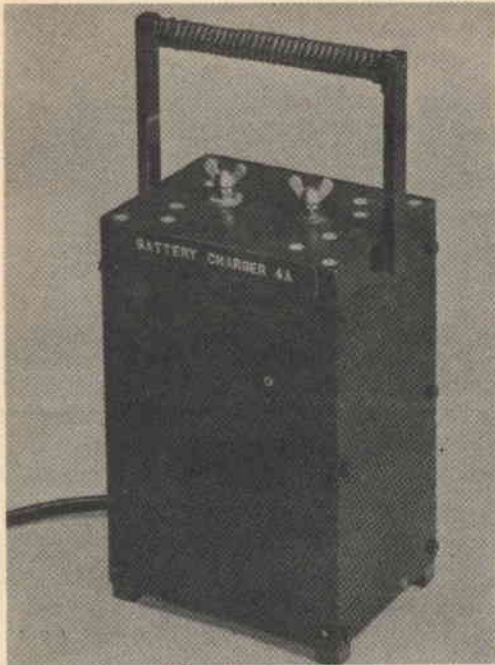
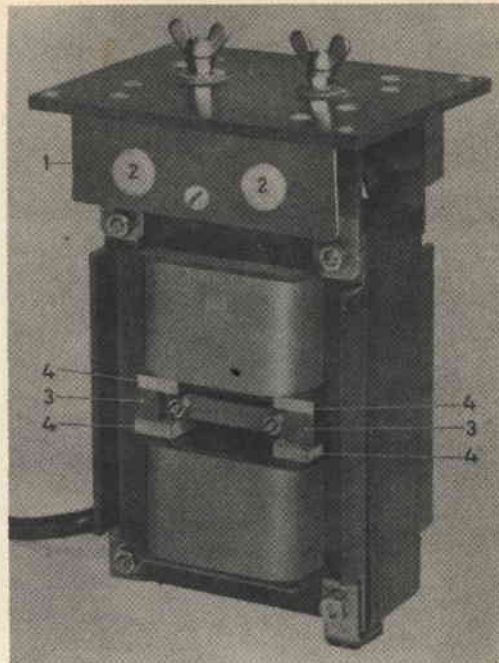


Fig. 8 - Disegno quotato del trasformatore a dispersione del circuito di fig. 6.



Fotografia del caricabatterie da 4 A equipaggiato con un trasformatore ad induttanza dispersa.



Interno del caricabatterie della fotografia precedente. 1 = piastra di raffreddamento, 2 = diodi tipo BYY 20, 3 = materiale da riempimento, 4 = pacchetti di lamierini ad I.

TABELLA 2

Condizione	I_{pr} (A)	V_{sec} (V)	I_o (A)
Terminali aperti	0,15	38	—
Carica batteria 12 V	0,95	16,5	3,8
Carica batteria 6 V	1,03	9,5	4,2
Terminali in cortocircuito	1,05	—	4,4

TABELLA 3

Condizione	I_{pr} (A)	V_{sec} (V)	I_o (A)
Terminali aperti	0,7	28	—
Carica batteria 12 V	3,2	19,5	16,5
Carica batteria 6 V	3,8	9,5	22,0
Terminali in cortocircuito	4,0	—	23,5

gnetrico per evitare vibrazioni. A tal scopo è conveniente anche eseguire l'impregnazione del trasformatore completo.

Caricabatterie da 20 A con trasformatore ad induttanza dispersa

Lo schema del circuito è dato in fig. 9. Vengono impiegati due diodi tipo BYY 20 e due diodi tipo BYY 21; ogni coppia è montata su di una piastra di raffreddamento.

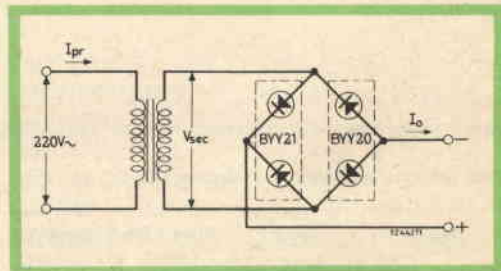
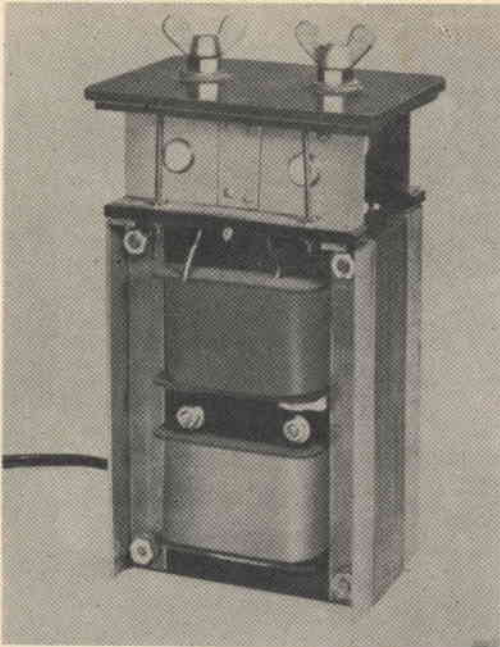


Fig. 9 - Schema del circuito del caricabatterie da 20 A equipaggiato con un trasformatore ad induttanza dispersa quale impedenza limitatrice di corrente.



Interno del caricabatterie da 20 A.

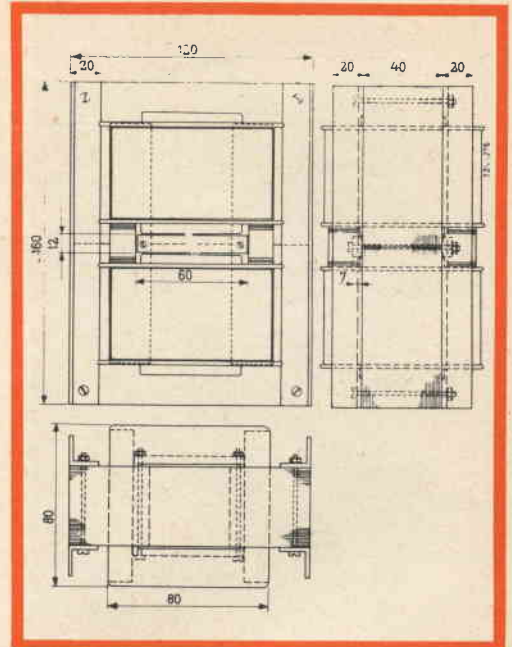


Fig. 10 - Disegno quotato del trasformatore a dispersione del circuito di fig. 9.

amento di 6 cm \times 12 cm \times 0,2 cm, che garantisce una temperatura della giunzione inferiore a 175 °C.

La tabella 3 dà i risultati delle misure effettuate con tensione nominale di rete di 220 V. I dati completi di avvolgimento del trasformatore sono forniti alla fine dell'articolo.

La costruzione del trasformatore è analoga a quella del caricabatterie di fig. 7. Le sue dimensioni quotate sono date in fig. 10.

Per evitare un surriscaldamento del caricabatterie è necessario che il contenitore sia opportunamente perforato in modo da assicurare la ventilazione.

DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DEI TRASFORMATORI DEI CIRCUITI DELLE FIGURE 3 - 6 - 9

Dati del trasformatore del circuito di fig. 3

Avvolg.	Spire	Diam. filo (mm)	Larg. avv. (mm)	Sp/Str.	Strati	Ten. (V)	Corr. (A)
A	500	0,6	45	63	8	150	—
B ₁ +B ₂	50+50	1,5	45	25	4	2x15	4,5



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 - P.tta San Marco, 19
PORDENONE - P.zza duca D'Aosta



GARANZIA



QUALITÀ

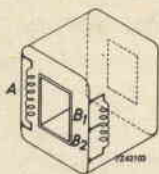


PREZZO

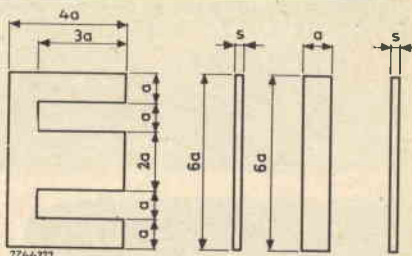


Tutti gli avvolgimenti sono in filo di rame smaltato.
Laminazione del trasformatore SiFe 2,6 (composizione: Si 0,8-2,3%).

Altezza del pacco: 36 mm.
Larghezza dell'isolamento: 51 mm.
Dimensione "a": 18 mm.



$a = 18$



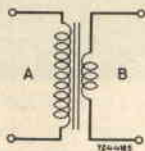
Dati del trasformatore del circuito di fig. 6 (vedere anche fig. 7)

Avvolgimento A:

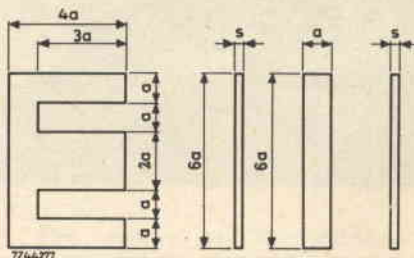
968 spire, filo da 0,5 mm di rame smaltato;
larghezza dell'avvolgimento 32 mm;
resistenza 12 Ω ;

Avvolgimento B:

189 spire, filo da 1,2 mm di rame smaltato;
larghezza dell'avvolgimento 32 mm.
Altezza del pacco: 28 mm.
Dimensione "a": 14 mm.



$a = 14$



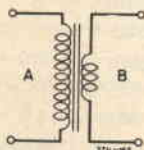
Dati del trasformatore del circuito di fig. 9 (vedere anche fig. 7)

Avvolgimento A:

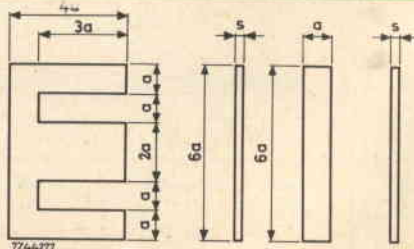
455 spire, filo da 1,2 mm di rame smaltato;
larghezza dell'avvolgimento 46 mm.

Avvolgimento B:

64 spire, filo da 3 mm di rame smaltato;
larghezza dell'avvolgimento 46 mm.
Altezza del pacco: 40 mm.
Dimensione "a": 20 mm.



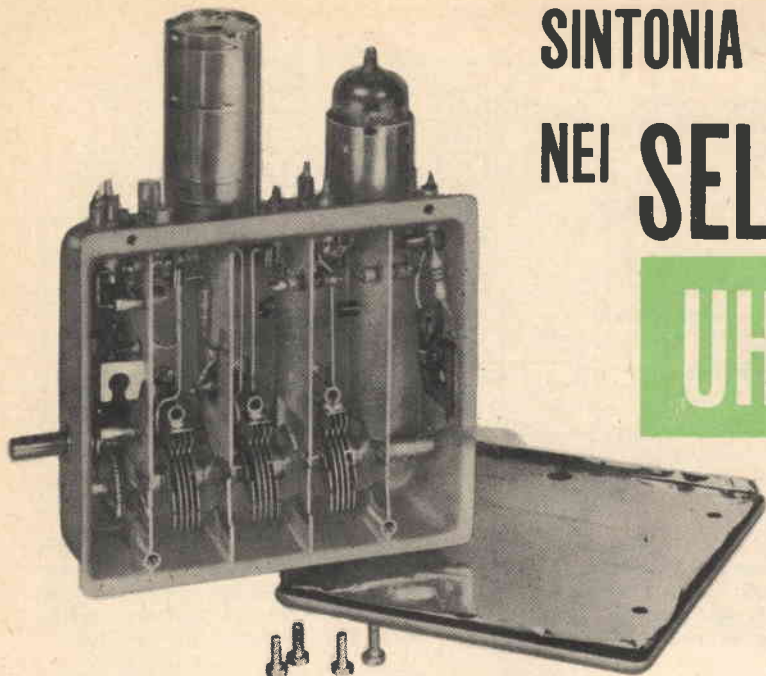
$a = 20$



(da "Advance Information" N. 601)

SINTONIA AUTOMATICA NEI SELETTORI

UHF-VHF



Per avere un'immagine sempre nitida (specialmente nei televisori in grado di ricevere il I e il II canale) senza dover continuamente ritoccare la manopola della sintonia fine, c'è un solo sistema: Impiegare il circuito per la sintonia automatica mediante diodo Varicap. Questo diodo ha la caratteristica di variare la capacità della giunzione quando viene variata la tensione negativa ad esso applicata. Qui di seguito accenniamo brevemente come funziona questo circuito.

In alcuni tipi di diodi al silicio (BA 102 o BA 109), la capacità della giunzione varia, quando varia la tensione negativa applicata tra catodo e anodo del diodo; Il punto di lavoro sulla curva caratteristica $-V_D / -I_D$ viene scelto su di un tratto lineare della medesima in modo che ad una variazione in più o in meno della tensione corrisponda una variazione di capacità proporzionalmente uguale. Questa condizione si ha nel tratto di tensione negativa compreso tra i valori di -4 e -10 V.

In fig. 2 indichiamo lo schema a blocchi del circuito per il controllo automatico della sintonia fine.

Abbiamo innanzitutto uno stadio amplificatore della portante video cui segue un circuito discriminatore e uno stadio amplificatore della tensione continua pro-

veniente dal discriminatore; infine abbiamo il circuito di sintonia vero e proprio che comprende il diodo Varicap.

Il compito di tutti questi circuiti è di far sì che la portante video si trovi costantemente **al centro del fianco di Nyquist** della curva di risposta dell'amplificatore della frequenza intermedia. La variazione

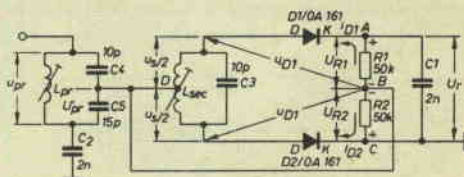


Fig. 1 - Schema elettrico di un discriminatore per il controllo automatico della sintonia fine dei selettori VHF e UHF.

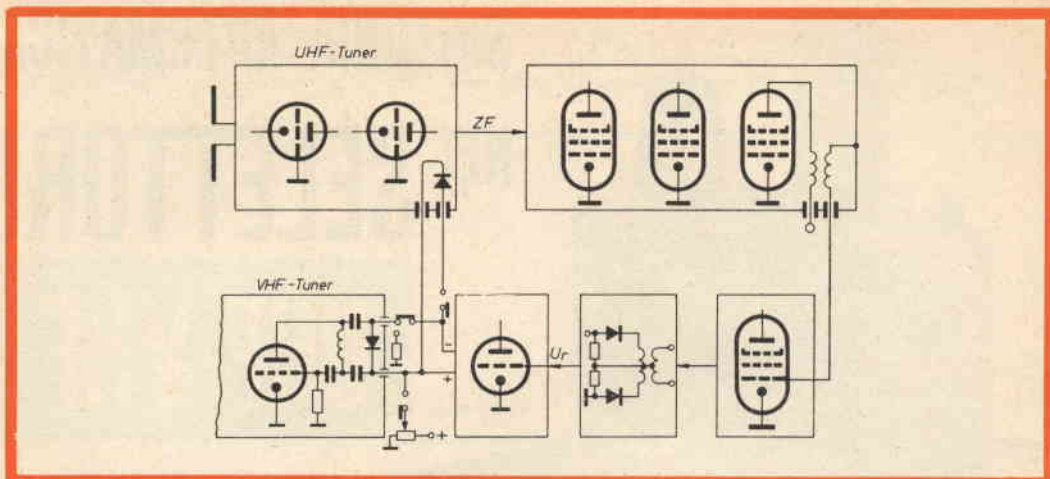


Fig. 2 - Schema a blocchi di un circuito per la sintonia fine automatica di un selettore UHF e VHF. In alto a sinistra, il selettore UHF cui segue l'amplificatore FI dal cui ultimo stadio viene prelevata una frazione di tensione FI. In basso, da destra verso sinistra, abbiamo: lo stadio che amplifica la portante video, il circuito discriminatore, l'amplificatore della tensione continua applicata rispettivamente al diodo Varicap del selettore UHF (in alto) e a quello VHF (in basso).

massima che può subire la portante lungo questo fianco è di ± 200 kHz.

In riferimento alla fig. 2 vediamo come dall'ultimo stadio dell'amplificatore della frequenza intermedia, FI, viene prelevato una parte di segnale, successivamente amplificato nella sezione pentodica del triodo-pentodo PCF 80. La portante amplificata in questo stadio viene applicata ad un circuito discriminatore di frequenza.

Il discriminatore

Riferiamoci alla fig. 1. Questo circuito deve trasformare le variazioni della frequenza in corrispondenti variazioni di ampiezza del segnale.

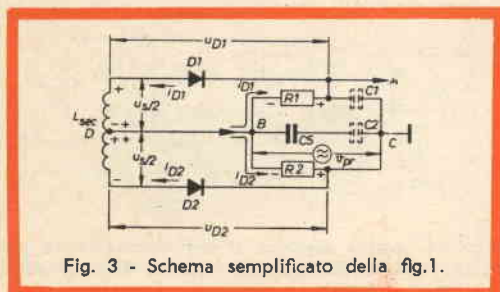


Fig. 3 - Schema semplificato della fig. 1.

I due diodi raddrizzano il segnale FI in modo che all'uscita del discriminatore si abbia una tensione positiva o negativa. L'elemento che effettua questa interessante trasformazione (da una variazione di frequenza ad una variazione di tensione) è principalmente un filtro di banda la cui tensione indotta nel secondario (U_s), a seconda delle condizioni di risonanza, viene a trovarsi spostata di fase rispetto a quella presente sul primario (da 0° fino a 180°). In condizione di risonanza, la tensione indotta nel secondario si trova spostata di fase di 90° rispetto a quella presente sul primario. Contemporaneamente, viene prelevata mediante un partitore capacitivo disposto in serie al primario, una frazione (u'_{pr}) della tensione presente sul primario (u_{pr}) è applicata **senza alcuna rotazione di fase** sul secondario. La tensione primaria viene applicata al centro del secondario (tra i punti D e B) di fig. 3; di conseguenza verranno a sommarsi algebricamente tre tensioni, e cioè, u'_{pr} , $u_s/2$ e $-u_s/2$ per cui sul diodo D1 avremo la somma delle tensioni $u_{D1} = u'_{pr} + u_s/2$, e sul diodo D2 la differenza $u_{D2} = u'_{pr} - u_s/2$.

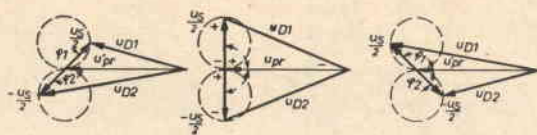


Fig. 4 - Come devono sommarsi le varie tensioni al variare dell'angolo di fase **a sinistra:** $f_{F1} > f_{r1s} =$ allora $u_{D1} < u_{D2}$, u_r è negativa; **al centro:** $f_{F1} = f_{r1s}$ allora $u_{D1} = u_{D2}$, u_r è zero; **a destra:** $f_{F1} > f_{r1s}$ allora $u_{D1} > u_{D2}$, u_r è positiva.

Nonostante una tensione parziale abbia il segno negativo, la somma algebrica risultante farà sì che nei diodi D1 e D2 circoli sempre una corrente positiva.

Pertanto, le tensioni alternate FI applicate ai diodi rispettivamente u_{D1} e u_{D2} , ad eccezione della condizione di risonanza, saranno sempre di differente ampiezza e verranno regolarmente raddrizzate dai diodi D1 e D2. Siccome i diodi, per ciò che riguarda la corrente continua sono montati in opposizione, succederà che

le correnti circolanti in essi percorreranno le rispettive resistenze di carico R1 e R2 in senso contrario; di conseguenza, ai capi di queste resistenze si avranno due cadute di tensioni dirette in senso contrario e cioè U_{R1} e U_{R2} . Il condensatore C1 serve per cortocircuitare la IF e come condensatore di carico per le lente variazioni della tensione continua. L'anodo di ciascun diodo è polarizzato mediante la tensione negativa presente nel punto B in modo che **solo** le creste delle semionde positive della tensione FI risultanti possono far entrare in conduzione i diodi.

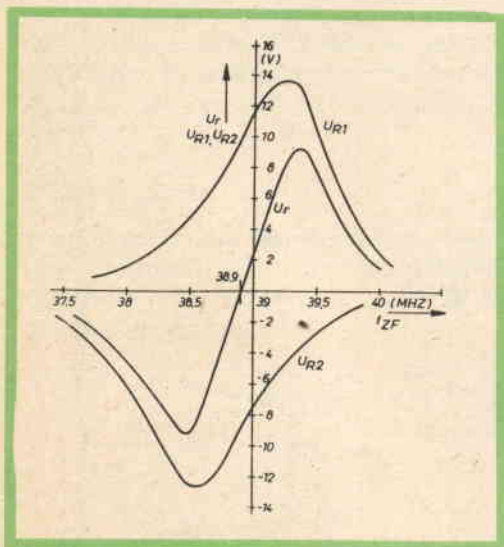


Fig. 5 - Andamento della tensione ai capi delle due resistenze di carico R1 e R2 e andamento della tensione risultante U_r all'uscita del discriminatore, in funzione della frequenza.

In fig. 5 è indicato l'andamento delle tensioni U_{R1} e U_{R2} presenti sulle resistenze di carico R1 e R2 in funzione della frequenza (FI). Sommando algebricamente punto per punto queste due tensioni si ottiene la curva della tensione U_r . In condizioni di risonanza (38,9 MHz), le tensioni sono uguali e di segno contrario per cui la tensione di uscita del discriminatore è zero. Se la frequenza della portante video subisce una qualche variazione, varierà conseguentemente anche l'angolo di fase tra la tensione primaria e secondaria e quindi anche la tensione FI nel circuito dei due diodi; le tensioni ai capi delle resistenze di carico dei due diodi (R1 e R2) saranno allora diverse per cui tra i due punti A e C si avrà una tensione risultante ($U_r =$ tensione di regolazione). Questa tensione sarà $U_{AC} = U_r = U_{R1} - U_{R2}$.



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

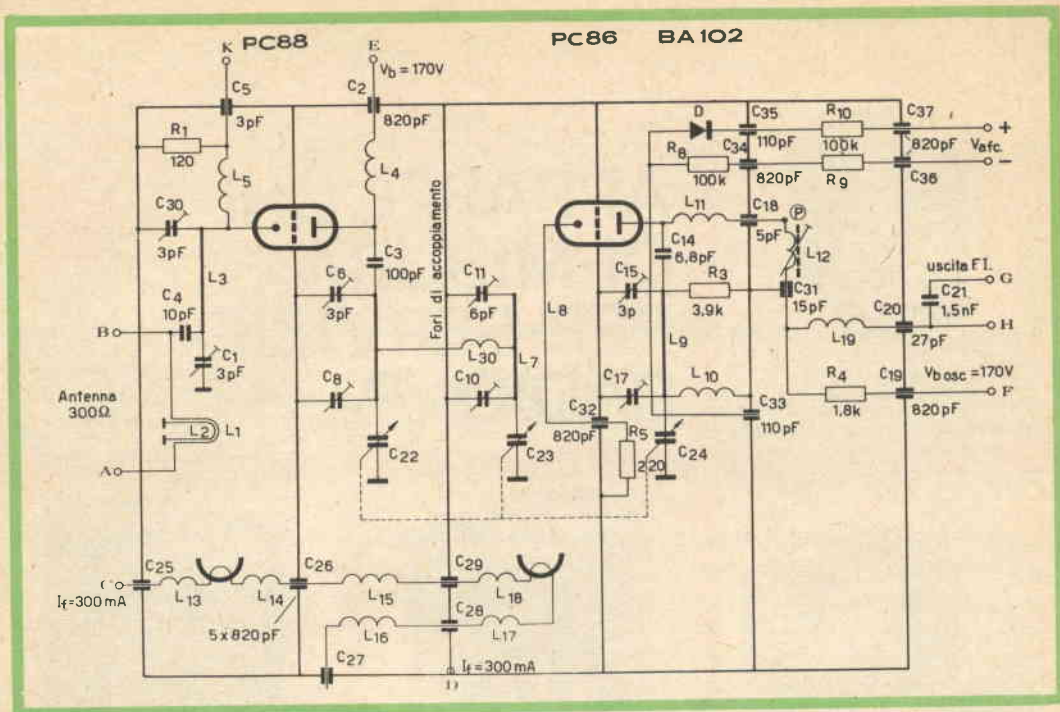
PHILIPS

S.p.A.

REPARTO INDUSTRIA MILANO
PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

Tester universale 40 k Ω /V
tipo P 817.00





Schema elettrico del selettore di canali UHF tipo AT 6335/38 con controllo automatico della sintonia fine mediante diodo al silicio BA 102.

Come si può ricavare dalla fig. 5 si hanno massime tensioni positive e negative del valore di ± 9 V. Qui di seguito indichiamo i valori di tensione continua alla frequenza-soglia di 38,9 MHz e ad una variazione in più o in meno di 500 kHz.

TABELLA 1

Δf_0	— 500 kHz	f · soglia	± 500 kHz
U_r	— 9 V	0 V	+ 9 V
U_{R1}	+ 4 V	+ 9 V	+ 13 V
U_{R2}	— 13 V	— 9 V	— 4 V

(da « Radio - Fernseh - Phono - Praxis »)

Nel quadro del progetto Gemini, erano previsti per quest'anno due voli della capsula vuota (uno balistico e l'altro in orbita), nonché il primo volo della capsula abitata; ma quest'ultimo esperimento sembra, ormai, che non possa avvenire prima dell'inizio del 1965. Di conseguenza, gli Stati Uniti non effettuerebbero quest'anno alcun lancio di veicoli spaziali con uomini a bordo (il programma Mercury è finito e il programma Apollo, relativamente ai voli della capsula con tre astronauti, deve ancora cominciare). La capsula Gemini, biposto, non resterà in orbita, nel suo primo volo con equipaggio, per più di tre rivoluzioni; ma già l'impresa successiva potrà durare da una a due settimane: con il terzo volo, infine, avranno inizio gli esperimenti di « rendez-vous » della capsula con un razzo Agena.

Così stando le cose, i sovietici hanno dinanzi una quindicina di mesi per poter realizzare l'appuntamento in orbita prima degli americani, ed è quindi probabile, dopo i tentativi di Nikolaiev e Popovic nell'agosto '62 e quelli di Bikovski e della Terreskova nel giugno '63, che puntino i loro sforzi in tale direzione, riunendo nello spazio due Vostok. Per l'occasione, potrebbe già trattarsi di un tipo di astronave avanzata, cioè trasformata da monoposto in triplo. Contrariamente alla disposizione dei sedili preferita dagli americani sulla capsula Apollo, dove sono affiancati, sulla Vostok avanzata i posti sarebbero in tandem, cioè collocati uno dietro l'altro.



TELECAMERA A LASER

Il laboratorio di ricerche del gruppo General Precision's Aerospace in Pleasantville, N. Y. ha ottenuto dei brillanti risultati combinando una sorgente luminosa rappresentata da un laser a gas con un sistema di accensione impiegato nei pri-

mordi della televisione; in particolare si è realizzato un « sistema radar a laser » che può esplorare sotto un determinato angolo oggetti, e riprodurre sullo schermo di un oscilloscopio un'immagine che rassomiglierebbe da vicino a quella ottenu-



Fig. 1 - A sinistra è indicata la fotografia normale di questo volto, a destra è riportata l'immagine ottenuta con la telecamera a laser e ricavata sullo schermo del tubo dell'oscilloscopio.

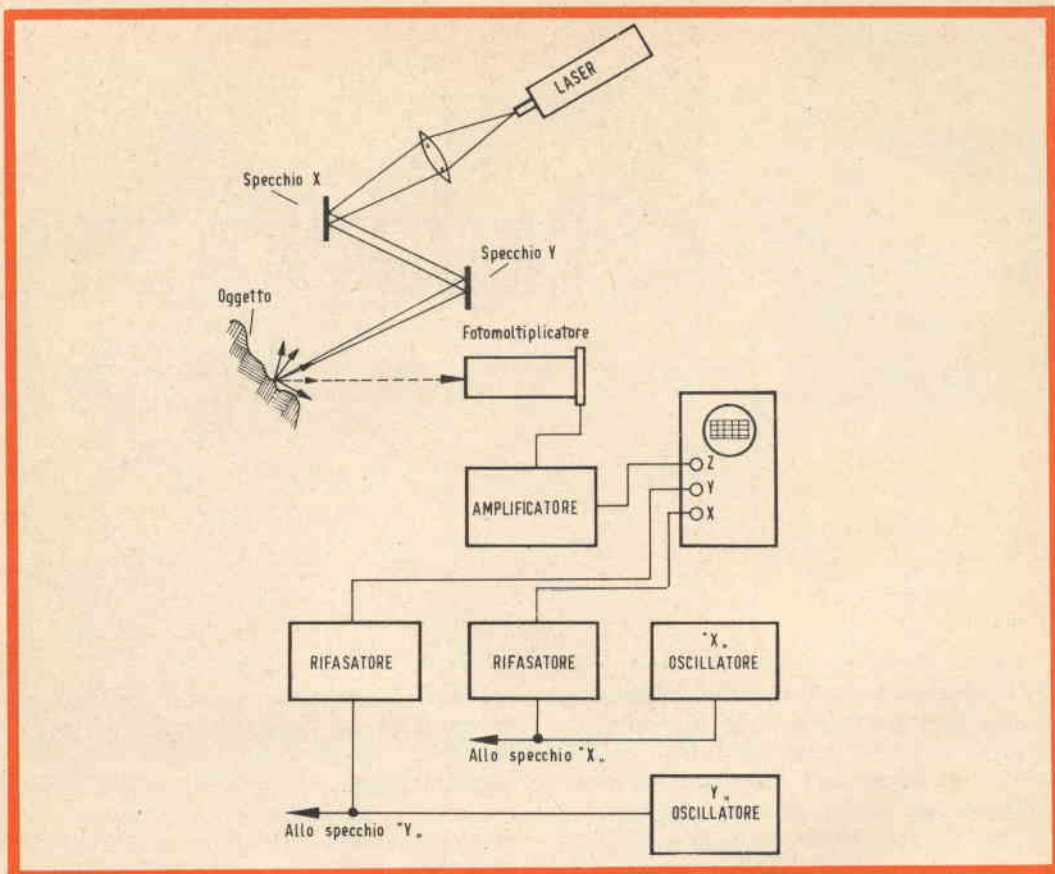


Fig. 2 - Schema a blocchi della telecamera a laser. In alto è visibile il « cammino » del raggio del laser, in basso, sono indicati schematicamente l'apparato ricevente e i dispositivi per effettuare la scansione orizzontale e verticale sia degli specchi ruotanti sia dei due assi dell'oscilloscopio.

ta con la convenzionale telecamera impiegata negli studi televisivi.

Questo sistema sperimentale chiamato « telecamera a laser » è costituito da un laser all'elio e al neon. Il raggio prodotto da questo laser viene riflesso successivamente da due specchi ruotanti nelle direzioni di scansione X e Y e infine focalizzato sull'oggetto (target).

Il raggio riflesso dall'oggetto viene ricavato da un tubo fotomoltiplicatore indifferenziato e riprodotto sullo schermo di un tubo a raggi catodici di un oscilloscopio. Due oscillatori provvedono a formare i segnali di scansione X e Y sia per gli specchi ruotanti sia per l'asse orizzontale e verticale dell'oscilloscopio.

Il laser trasmittente è costituito da un laser al neon e all'elio, non modulato, la cui frequenza è 6238 Angstrom; la potenza di uscita non continua è inferiore ad 1 mW. Il raggio proveniente dal laser viene focalizzato da una lente sull'oggetto da rilevare; il diametro di questo raggio, in prossimità della lente, è di 1 mm; gli specchi deflettori hanno dimensioni di 3 x 4,5 mm. La sezione del raggio in corrispondenza del target è di circa 2 mm.

Ciascuno specchio deflettore è montato su elemento galvanometrico che consente uno spostamento angolare di $\pm 1^\circ$, alla frequenza di 500 periodi al secondo. I due specchi sono orientati in modo che il raggio del laser effettua una scansione

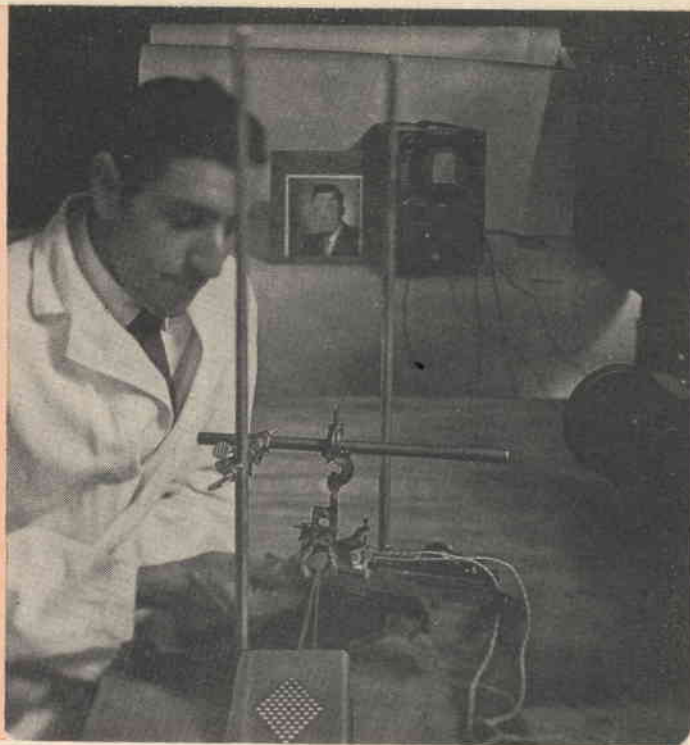


Fig. 3 - Il raggio di luce coerente prodotto dal laser effettua la scansione della fotografia in sincronismo con la base dei tempi dell'oscilloscopio. La luce riflessa dalla fotografia è inviata ad un tubo fotomoltiplicatore che modula l'asse Z del tubo a raggi catodici dell'oscilloscopio.

orizzontale dovuta al movimento dello specchio M_x , ed una scansione verticale dovuta al movimento dello specchio M_y ; ciascuno specchio è azionato dal rispettivo generatore di onde sinusoidali; di conseguenza il raggio produce sull'oggetto (target) una figura di Lissajou corrispondente ai due movimenti degli specchi.

Il raggio di questo laser venne diretto su vari oggetti; la distanza era di 2 metri e l'area esplorata di 50 cm².

Il raggio riflesso dall'oggetto venne fatto passare attraverso un filtro di interferenza (6238 Angstrom) in modo da sopprimere la luce ambientale.

Alle placchette orizzontali e verticali dell'oscilloscopio vennero applicati gli stessi segnali sinusoidali precedentemente applicati ai due specchi ruotanti; fu necessario inserire una linea ritardatrice di fase in

modo da compensare l'inerzia del movimento dei due specchi ruotanti.

La luce riflessa dall'oggetto risultò modulata in intensità in base al coefficiente di riflessione medio dell'oggetto esplorato.

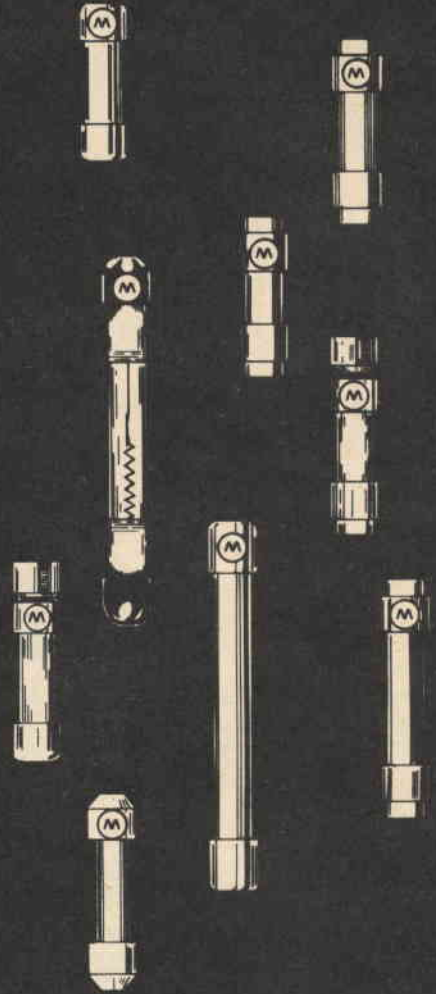
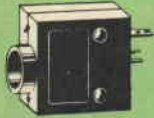
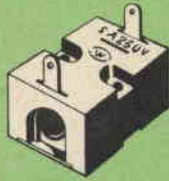
Dopo essere stato raccolto e amplificato, questo segnale venne impiegato per modulare, in intensità, l'asse Z dell'oscilloscopio.

Il vantaggio principale di una sorgente di luce laser sulle convenzionali sorgenti di luce incoerente è l'elevata risoluzione unita all'elevata densità d'energia che si può inviare sull'oggetto.

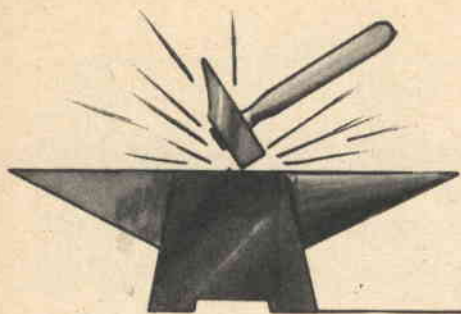
I possibili impieghi della telecamera a laser vanno dal microscopio a laser che richiede come noto una risoluzione dell'ordine del micron su un'area molto ridotta, alla televisione per impieghi scientifici e industriali.

(Da "Electronics" 2 - 64)

A. Marucci



WICKMANN



indicatore luminoso di rumori

Questo semplice circuito consente di accendere una piccola lampadina non appena un rumore si verifica nelle immediate vicinanze.

Può essere quindi impiegato come dispositivo di allarme. Questo circuito lavora con una tensione di alimentazione di 9 V. Quando non funziona il consumo è di 5 mA; in condizioni di funzionamento il consumo sale a 50 mA.

Descrizione del circuito

Dall'altoparlante che funziona come microfono, il rumore raggiunge il potenziometro P_1 che serve a regolare la sensibilità dell'apparecchio. Il segnale viene portato alla base del transistor T_1 AC 122 attraverso il condensatore C_1 ; la polarizzazione della base è prelevata dal collettore dello stesso transistor attraverso la resistenza di base R_1 . La corrente alternata che scorre nel condensatore C_3 viene raddrizzata dal

diodo D_1 portata al transistor T_2 , AF 137, attraverso la resistenza di base R_3 .

Il condensatore C_4 e la resistenza R_6 sono inseriti nel circuito di emettitore dei transistori AF 137 e AC 122 e servono a stabilizzarne il punto di lavoro.

Tutti i transistori lavorano in un circuito con emettitore comune; il transistor T_2 riceve la tensione per il collettore attraverso la resistenza R_5 .

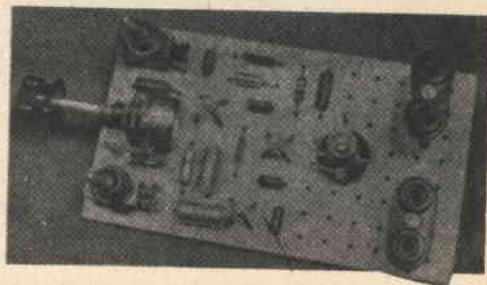


Fig. 1 - Realizzazione pratica dell'indicatore luminoso di rumore.

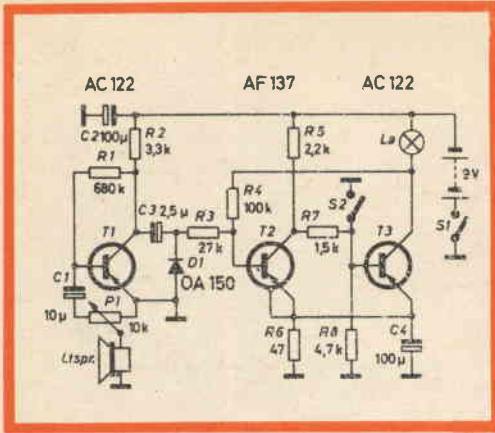


Fig. 2 - Schema elettrico dell'avvisatore luminoso.

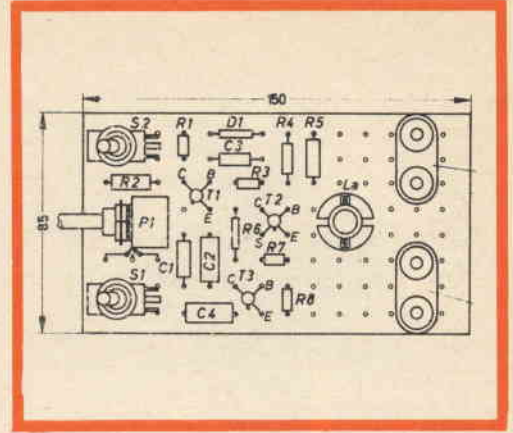


Fig. 3 - Cablaggio del circuito sulla piastra del circuito stampato.

Quando nel circuito di base del transistore T2 circola un valore elevato di corrente raddrizzata, nel circuito del collettore dello stesso transistore la corrente cessa; ciò fa variare anche la tensione del circuito di base del transistore T3; nella base passerà allora un certo valore di corrente e corrispondentemente anche nel circuito del collettore di T3 avremo un passaggio di corrente che farà accendere la lampadina.

La lampada rimarrà illuminata fintanto che non si azionerà l'interruttore S2 col quale, come risulta dallo schema, si cortocircuiterà la tensione di base.

Realizzazione dell'apparecchio.

L'apparecchio si può realizzare su una piastra di circuito stampato forata con dimensioni di 150 x 85 mm. Come appare dalla fig. 3, il potenziometro è stato montato tra i due interruttori, rispettivamente di alimentazione, e di spegnimento della lampada. Dalla parte opposta si trovano due prese rispettivamente per l'altoparlante e per la tensione di alimentazione.

A. Marucci

(Da "Funktechnik" 1 - 64)

La marina americana ha incaricato la Westinghouse Electric Corporation di installare un impianto di desalificazione dell'acqua marina a Guantanamo (isola di Cuba) per soddisfare il fabbisogno di acqua dolce di quella base navale. Si tratta di un impianto già in funzione da 2 anni a Point Loma presso San Diego in California, che verrà smontato e rimontato sull'isola di Cuba. L'impianto di Guantanamo attingerà acqua dal mar dei Caraibi. L'acqua salata verrà riscaldata e quindi immessa in una camera a temperatura e pressione più basse. Qui una parte dell'acqua si trasforma in vapore che viene poi condensato nuovamente in acqua, la quale, attraverso successivi trattamenti è resa potabile o adatta a usi industriali.

alimentatore stabilizzato

12V

3,7A

Viene descritto un alimentatore stabilizzato per 12 V 3,7 A per un televisore transistorizzato da 23" - 110". Il fattore di stabilizzazione è $F_s = 110$, ed il circuito è protetto contro i cortocircuiti.

L'alimentatore stabilizzato che verrà descritto è destinato ad essere impiegato su di un televisore completamente transistorizzato, per cinescopi da 23" - 110°.

Poiché le tensioni necessarie per l'amplificatore video e per la griglia 2 e la

griglia 4 del cinescopio vengono ottenute rettificando gli impulsi forniti dal trasformatore di riga (AT 2037), l'alimentatore dovrà fornire solamente la tensione per il filamento del cinescopio (6,3 V - 0,3 A) e la tensione stabilizzata (12 V - 3,7 A) per l'alimentazione generale.

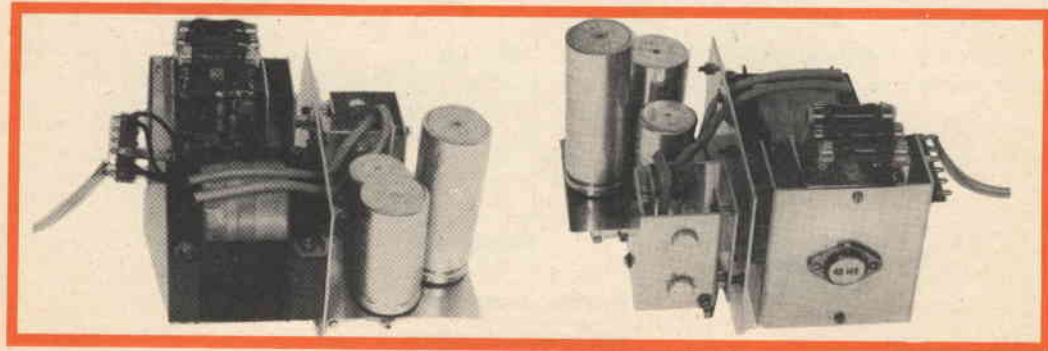


Fig. 1 - Realizzazione pratica dell'alimentatore stabilizzato; a destra, visto dalla parte dove sono montati i transistori; a sinistra, particolare del trasformatore di alimentazione e della sezione di filtraggio.

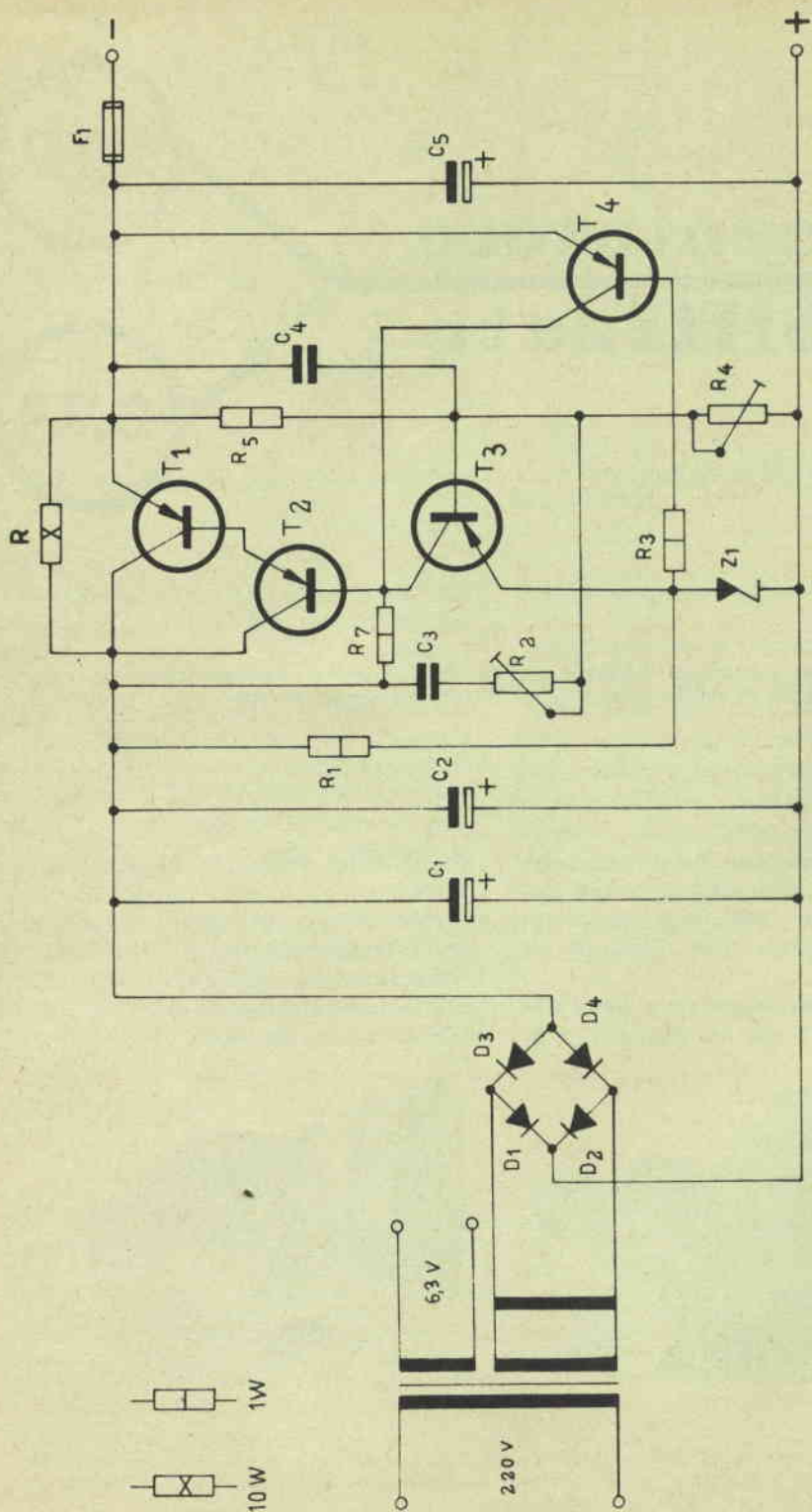


Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 12 V / 3,7 A.

Sezione raddrizzatrice

È composta dal trasformatore, i cui dati sono elencati nell'appendice e da un ponte di diodi, formato da 2 x BYY 20 e da 2 x BYY 21.

Il secondario che alimenta il ponte è formato da due avvolgimenti in parallelo (avvolti in bifilare) eseguiti con filo di rame smaltato del diametro di 1,2 mm.

I diodi sono montati a due a due su piastrine di alluminio dello spessore di 3 mm, e delle dimensioni di 6 x 10 cm. La corrente di picco nei diodi è di 11 A.

Sezione stabilizzatrice

È formata da tre transistori: un AC 128, amplificatore, un AC 128 montato con collettore comune, pilota, ed un AD 140 che agisce quale elemento regolatore serie.

In parallelo al transistor AD 140 (tra collettore ed emettitore) è connessa una resistenza da 4 Ω/10 W, che consente l'uso di un solo transistor di potenza per la regolazione.

La percentuale della corrente che viene stabilizzata con questo circuito è, col carico nominale ($I_L = 3,7$ A), del 79,9%.

Un circuito di controeazione permette di ridurre al minimo il ronzo in uscita; a pieno carico la tensione di ondulazione presente ai capi della uscita dello stabilizzatore è di circa 14 mV_{eff}.

Il transistor di potenza dissipa, col carico nominale, una potenza di 9,36 W. Esso è stato montato su di una piastra di raffreddamento di alluminio lucido da 3 mm, avente una superficie di circa 280 cm².

Si ha una temperatura dell'involucro, col carico nominale e per una tempera-

tura ambiente di 25 °C, $T_{mb} = 58$ °C. Poiché si ha $K_{mb-1} = 1,5$ °C/W, la giunzione del transistor raggiunge una temperatura

$$T_j = T_{mb} + K P_{TR} = 58 + 1,5 \cdot 9,36 = 72^\circ\text{C}$$

Se si annerisse la piastra di raffreddamento, la temperatura della giunzione sarebbe inferiore di circa 7 °C. La caratteristica di stabilizzazione è data sotto forma di grafico.

La resistenza interna dell'alimentatore stabilizzato è $R_i \approx 0,1$ Ω per variazione della corrente nel carico da 3 A a 4 A.

Il fattore di stabilizzazione per variazioni della tensione di rete del ± 10% è

$$F_s = 110$$

Circuito di protezione contro i cortocircuiti

Per evitare il danneggiamento del circuito di stabilizzazione o del ponte di diodi, si è ricorso ad una protezione costituita da un transistor AC 126: l'emettitore è connesso con l'emettitore del transistor di potenza, la base all'anodo del diodo zener che fornisce la tensione di riferimento (-7,7 V), ed il collettore alla base dell'AC 128 pilota. Finché il carico è normale, il transistor è bloccato e non influenza il funzionamento del circuito di stabilizzazione. In caso di un cortocircuito all'uscita, il transistor si porta in saturazione, bloccando l'AC 128 pilota e quindi l'AD 140. La corrente che può scorrere nel cortocircuito è allora limitata dalla resistenza di 4 Ω, e può raggiungere un massimo di 3,8 A circa. Non appena il cortocircuito viene eliminato, il circuito di stabilizzazione rientra automaticamente in funzione.

RISULTATI DELLE MISURE

Tensione di rete	198	220	242	V
Tensione raddrizzatore	13,7	15,2	16,8	V
Tensione d'uscita	11,7	12	12,1	V
Corrente nel carico	3,6	3,7	3,75	A
Tensione ai capi di R_s	2	3,2	4,7	V
Corrente in R_s	0,48	0,77	1,13	A
Corrente nell'AD 140	3,12	2,93	2,62	A
Dissipazione in R_s	0,96	2,46	5,3	W
Dissipazione nell'AD 140	6,24	9,36	12,3	W
Tensione di ondulazione all'uscita	40	14	20	mV _{eff}

DATI DEL TRASFORMATORE

Ferro - silicio (0,8 - 2% Si, resto Fe)

Base a = 15 mm

Sezione del nucleo 30 mm x 40 mm

Primario (220 V) 940 spire filo rame smaltato da 0,45 mm

1° Secondario (6,3 V) 28 spire filo rame smaltato da 0,4 mm

2° Secondario (14,5 V) 63 + 63 spire filo rame smaltato da 1,2 mm

Il 2° secondario è avvolto in bifilare, ed i due avvolgimenti sono connessi in parallelo.

COMPONENTI

D₁ - D₂ = BYY 21
D₃ - D₄ = BYY 20
Z₁ = OAZ 205
T₁ = AD 140
T₂ - T₃ = AC 128
T₄ = AC 126
C₁ = 5000 μ F/50 V_L, elettrolitico
C₂ = 2000 μ F/50 V_L, elettrolitico
C₃ = 0,47 μ F/125 V_L, poliestere
C₄ = 0,15 μ F/125 V_L, poliestere

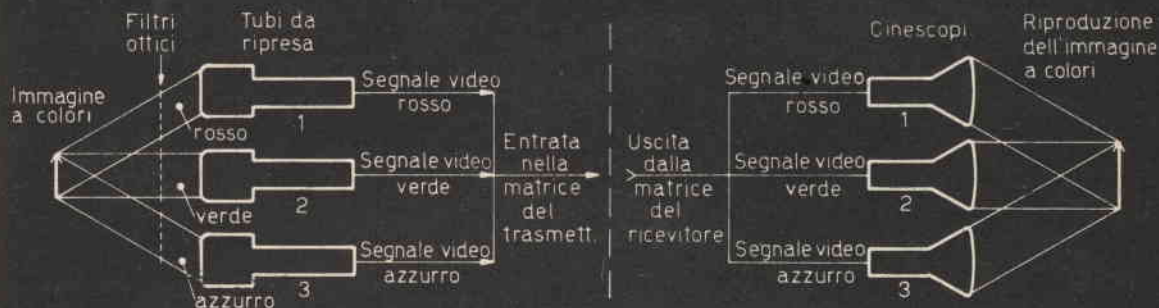
C₅ = 1000 μ F/50 V_L, elettrolitico
R₁ = 1,5 k Ω /1 W
R₂ = 20 k Ω , potenziometro lineare
R₃ = 1 k Ω /1 W
R₄ = 2 k Ω , potenziometro lineare
R₅ = 560 Ω /1 W
R₆ = 4 Ω /10 W
R₇ = 1 k Ω /1 W
F₁ = 4 A

Il nostro collaboratore Piero Soati che cura le rubriche « Servizio Radio-TV » e « I lettori ci scrivono... » su SELEZIONE RADIO-TV, ha pubblicato recentemente un volume monografico di circa 160 pagine intitolato TV - SERVIZIO TECNICO.

Detto volume, nel quale sono riportate le note tecniche relative all'ottantina di televisori di diverse marche costruiti dal 1953 ai nostri giorni, è stato redatto con il preciso scopo di servire da guida al tecnico, al tele-riparatore e a tutti coloro che si trovino nella necessità di dover riparare o mettere a punto un ricevitore per televisione. In esso sono trattati gli apparecchi delle principali case, tenendo presente che in linea di massima tutti i costruttori, per ogni prototipo di televisione si attengono a delle norme che sono poi mantenute per altri modelli successivi dimodoché le note di servizio relative uno di essi possono essere ritenute valide, o comunque utili, per altri modelli aventi caratteristiche similari.

Nel testo sono altresì inserite alcune annotazioni di carattere generale che sono estensibili a tutti i televisori e relative la riparazione, la tecnica dei circuiti stampati ed altre particolari disposizioni. Il volume in questione può essere richiesto direttamente alla sede centrale della G.B.C. a Milano dietro invio dell'importo di lire 3.800.

TV A COLORI



Parte VII

Nell'articolo precedente abbiamo visto come l'informazione cromatica relativa alla scena ripresa viene aggiunta all'informazione monocromatica in uno stadio del trasmettitore e come questo segnale risultante viene impiegato per modulare una portante video in VHF o in UHF.

Attualmente sono in corso in vari paesi europei delle prove sistematiche sulla televisione a colori impiegando i tre sistemi in lizza, con l'intendimento di adottare un unico standard per l'intera Europa facilitando così l'interscambio di programmi fra i diversi paesi europei ed anche con gli Stati Uniti.

In attesa di una decisione finale, continueremo nell'esposizione dei principi generali ed esamineremo i tre sistemi in prova e cioè: il sistema americano NTSC, il sistema francese SECAM e il sistema tedesco elaborato da W. Bruch della Telefunken, ed indicato con l'abbreviazione PAL che sta per: « Phase alternation line system ». Nel prossimo articolo vedremo

quali sono le principali caratteristiche e differenze proprie dei tre sistemi.

Compatibilità

Giunti a questo punto vediamo cosa succede ai segnali monocromatici e cromatici quando giungono alla fine della catena televisiva e per vederlo meglio consideriamo innanzi tutto un televisore a colori che riceva un segnale televisivo in bianco e nero, uguale a quello normalmente ricevuto da un televisore monocromatico.

Un sistema di televisione circolare deve essere compatibile. Ciò significa che un ricevitore a colori deve essere capace di riprodurre un'immagine in bianco e nero da una trasmissione monocromatica ed analogamente, un televisore in bianco e nero deve essere capace di dare un'immagine monocromatica da una trasmissione a colori.

Tutti i sistemi proposti per la televisione circolare sono compatibili e i relativi rice-

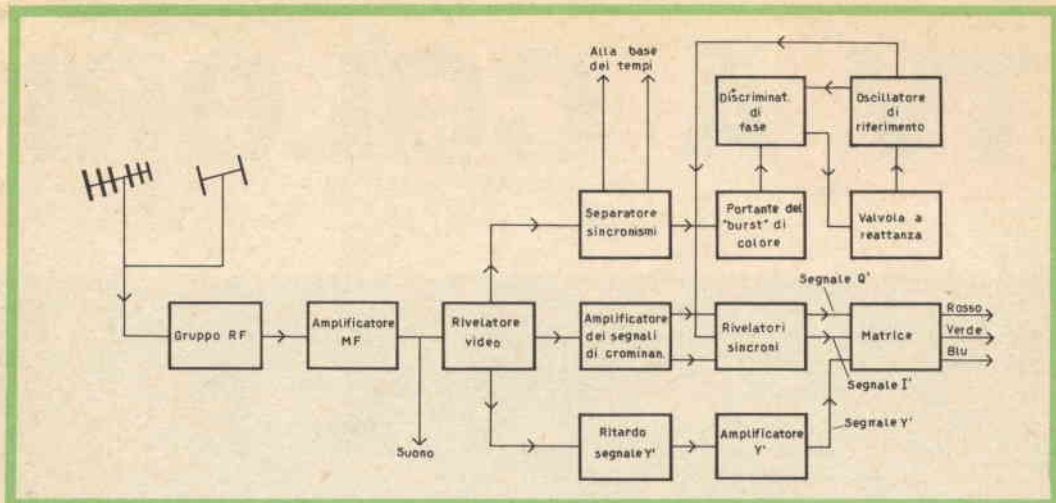


Fig. 27 - Schema a blocchi degli stadi principali di un ricevitore a colori per lo standard NTSC.

vitori comprendono circuiti che sono simili a quelli impiegati negli apparecchi monocromatici. Attualmente circa il 75% di un ricevitore televisivo a colori comprende circuiti che sono virtualmente uguali a quelli di un apparecchio in bianco e nero. Vi è il selettore di canali, l'amplificatore di media frequenza, il rivelatore e la base dei tempi. Il restante 25% del televisore si riferisce a circuiti che sono stati progettati appositamente per manipolare il segnale cromatico e per ottenere un perfetto funzionamento del cinescopio tricolore.

La compatibilità nasce nel trasmettitore e la fig. 23 indica come dalla scena ripresa ed analizzata nei confronti dei tre colori primari si ricavi un segnale di luminanza Y' che è pressochè uguale a quello ricavabile da una telecamera monocromatica che analizzi la stessa scena. È appunto mediante la trasmissione di questo segnale di luminanza oltre al segnale di colore che viene ottenuta la compatibilità.

Un segnale a colori in un ricevitore monocromatico

Come abbiamo già visto, il segnale Y' viene applicato al modulatore del trasmettitore assieme all'informazione cromatica,

più precisamente assieme alle bande laterali ottenute modulando con il sistema in quadratura una sottoportante che viene poi soppressa.

Queste bande laterali, appaiono per un apparecchio monocromatico come dei segnali spuri, che però non interferiscono essendo stato all'uopo previsto un opportuno artificio. Quindi possiamo dire che con l'informazione monocromatica base, in un televisore monocromatico l'informazione di colore che si ricava al rivelatore durante la ricezione di una trasmissione a colori va persa e solo il segnale Y' può proseguire. Questo segnale viene manipolato nel solito modo come un normale segnale monocromatico e se ne ricava un'immagine in bianco e nero anche se il segnale era adatto a comandare un televisore a colori.

Vediamo ora cosa succede quando un segnale monocromatico viene ricevuto da un televisore a colori. La fig. 27 indica lo schema a blocchi di un ricevitore a colori. Il selettore, la media frequenza e il rivelatore sono simili sia in un apparecchio in bianco e nero, che in uno a colori, mentre il suono viene ricavato all'uscita del selettore o dell'amplificatore di media seconda del tipo di apparecchio (convenzionale o intercarrier).

Il ricevitore dovrà essere atto a ricevere segnali video con modulazione positiva o negativa e segnali audio modulati in ampiezza o in frequenza a seconda dello standard particolare a cui ci si riferisce. In ogni caso questi particolari non sono di alcuna importanza in quanto non alterano la sostanza del problema che stiamo trattando. Proseguendo nel nostro sguardo allo schema a blocchi di un televisore a colori, vediamo ancora che il segnale video ricavato dal rivelatore viene portato ad un separatore dei sincronismi e ad un amplificatore del segnale Y' quest'ultimo del tutto equivalente all'amplificatore video di un ricevitore monocromatico. Il segnale video portato all'amplificatore attraverso una rete di ritardo per assicurare la corretta fase fra il segnale monocromatico e i segnali di colore quando pervengono al cinescopio, in quanto bisogna tener presente che i segnali cromatici devono attraversare un maggior numero di circuiti di quelli attraversati dal segnale Y' per cui risultano in ritardo rispetto ad esso.

Un segnale monocromatico in un ricevitore a colori

Una trasmissione monocromatica viene quindi ricevuta in un televisore a colori come quello testè schematizzato, pressochè normalmente. Vengono ricavati gli impulsi di sincronismo per la sincronizzazione degli oscillatori di riga e di quadro, mentre il segnale video viene portato all'amplificatore del segnale Y' come accadrebbe in un televisore in bianco e nero. L'uscita dell'amplificatore del segnale di luminanza, invece di essere applicata direttamente al catodo del cinescopio, viene applicata ad una matrice.

In questo stadio viene effettuata la somma del segnale di luminanza con i segnali I' e Q' per ottenere l'esatta riproduzione dei colori quando il ricevitore sta ricevendo una trasmissione a colori. Nel caso si stia ricevendo un segnale monocromatico il segnale Y' nell'attraversare la matrice ricava gli opportuni valori dei segnali da portare al cannone del rosso, del verde, e del blu del cinescopio a co-

lori in modo da ottenere una riproduzione in bianco e nero.

Come ciò possa avvenire è già stato esposto nei precedenti articoli, nei quali si è fra l'altro dimostrato come si possa ricavare della luce bianca e tutte le varie tonalità comprese fra il bianco e nero, mescolando opportune quantità di luci dei tre colori fondamentali.

Un segnale a colori in un ricevitore a colori

Esaminiamo ora cosa succede quando si applica un segnale a colori ad un apparecchio a colori. Il segnale Y' attraversa il ricevitore nel modo già descritto, mentre le bande laterali dei segnali di colore (relative ai segnali I' e Q') in questo caso non vanno perse, ma vengono estratte dal video ed applicate ad un amplificatore del segnale di cromaticità (vedi ancora fig. 27). Questo amplificatore è simile ad un normale amplificatore video dal quale differisce per il fatto che amplifica solo la banda di frequenza che si riferisce ai segnali di cromaticità. Le bande laterali dei segnali I' e Q' non sono utilizzabili così come sono in quanto mancano della portante, che è stata soppressa in trasmissione, e perciò non possono essere rivelate nel solito modo.

Quindi prima di essere ulteriormente manipolate si deve reinserire la portante, il che è ottenuto mediante un oscillatore di riferimento. Questo oscillatore ha la stessa frequenza dell'oscillatore della sottoportante soppressa in trasmissione. Il

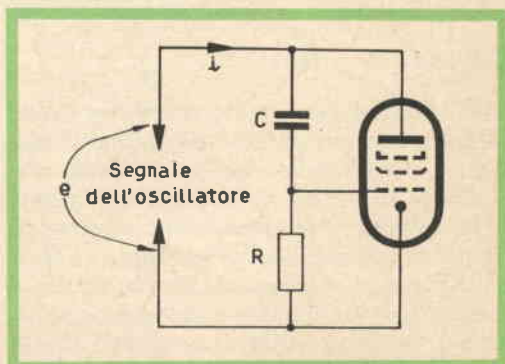


Fig. 28 - Circuito fondamentale di una valvola a reattanza, connessa in modo da riflettere una reattanza capacitiva.

segnale di questo oscillatore viene applicato assieme ai segnali provenienti dall'amplificatore del croma (segnali di crominanza) ad uno speciale rivelatore sincrono. In questo rivelatore le bande laterali relative ai segnali I' e Q' si sommano alla sottoportante generata nel televisore da un oscillatore all'uso previsto per cui all'uscita del rivelatore sincrono si otterranno di nuovo i segnali I' e Q'. Perché ciò avvenga senza alterazioni delle tinte occorrerà che la sottoportante generata localmente non sia sfasata che di pochissimi gradi rispetto alla sottoportante del trasmettitore.

In realtà, nel ricevitore vi sono due rivelatori sincroni uno per i segnali I' l'altro per i segnali Q' anche se in fig. 27 vengono indicati con un solo blocco.

Per ottenere che l'oscillatore di riferimento sia in fase con la sottoportante del trasmettitore, il che permette di ricostruire gli sfasamenti che avevano le bande laterali nei confronti della sottoportante, l'oscillatore di riferimento viene « agganciato » ai burst di segnale che sono contenuti sul piedistallo posteriore dell'impulso di sincronismo orizzontale. Quindi i burst della sottoportante di colore controllano l'oscillatore di riferimento, analogamente a quanto fanno gli impulsi di sincronismo nei confronti dell'oscillatore verticale e orizzontale.

Il controllo della fase della portante di riferimento è particolarmente critico per quanto riguarda la resa dei colori in quanto una variazione di fase altera le tinte dei colori.

Comando di « tinta »

Similmente per quanto esiste per l'oscillatore verticale e orizzontale, anche l'oscillatore di riferimento ha un comando che permette di variare la fase dell'oscillazione e che perciò viene denominato « comando di tinta » o semplicemente « tinta ». Questo comando può essere interno, da regolarsi in sede di taratura e durante l'installazione dell'apparecchio, oppure può essere reso accessibile all'utente assieme agli altri comandi principali dell'apparecchio. In questo ultimo caso l'utente si trova di fron-

te al problema di seguire una corretta regolazione e ciò solitamente viene fatto facendo riferimento al colore della « pelle » e regolando il comando di tinta per una riproduzione della stessa la più naturale possibile. Questa procedura presenta degli inconvenienti naturalmente in quanto non si può sapere se la tinta della pelle presa come riferimento è piuttosto rosa o bianca o abbronzata.

Dopo che il comando di tinta è stato regolato l'esatta fase relativa viene mantenuta dal burst come è già stato accennato. Il burst viene ricavato dall'impulso di sincronismo all'uscita del separatore di sincronismi e portato ad un circuito chiave del burst. Questo circuito elimina ogni traccia dei segnali di sincronismo e lascia passare solo i burst della sottoportante del colore.

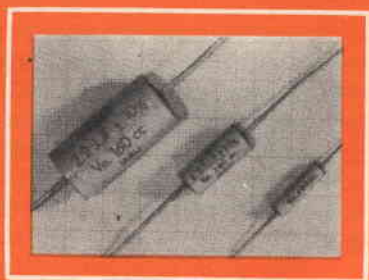
Questi segnali vengono poi portati ad un discriminatore di fase, dello stesso genere usato per ottenere la sincronizzazione dell'oscillatore orizzontale nei televisori o per ottenere il controllo automatico di frequenza in alcuni ricevitori per MF, al quale viene inoltre portato un campione dell'oscillatore di riferimento.

Quando il segnale dell'oscillatore di riferimento e quello dei burst sono in fase (o nella corretta relazione di fase) l'uscita dal discriminatore di fase è nulla (o ad un valore predeterminato). Quando invece la relazione di fase fra i due segnali tende a variare all'uscita dei discriminatori si otterrà una tensione positiva o negativa (ovvero una variazione in più o in meno rispetto al valore prefissato) e sarà questa variazione di tensione che verrà utilizzata per correggere la variazione di fase che l'aveva originata.

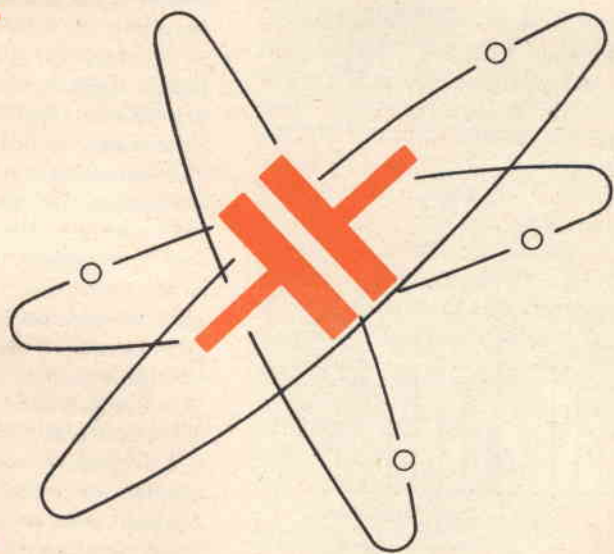
Regolazione con valvola a reattanza

La frequenza dell'oscillatore di riferimento viene innanzi tutto fissata mediante l'opportuno valore da dare all'induttanza L e al condensatore C che formano il circuito accordato. In più in parallelo al circuito accordato viene collegata una valvola a reattanza che può essere un triodo o un pentodo collegata come indica lo schema base di fig. 28. Nei confronti della

MICROFARAD CIRCE



CONDENSATORI IN FILM POLIESTERE METALLIZZATO



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



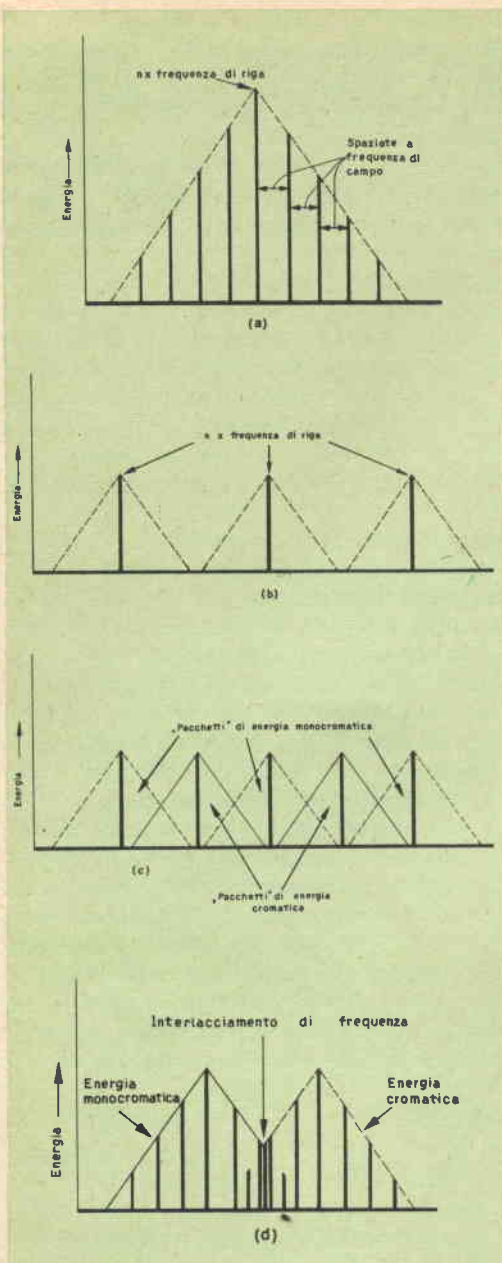


Fig. 29 - Il segnale monocromatico produce « pacchetti » di energia nella gamma video intervallati alla frequenza di linea, contenenti delle componenti a frequenza di campo, come è indicato in (a) e (b). Analoghi « pacchetti » di energia vengono prodotti dai segnali di crominanza e mediante un'opportuna scelta della frequenza della sottoportante di colore, questi pacchetti possono essere fatti cadere fra i pacchetti di energia dovuti al segnale monocromatico come è indicato in (c). Ne conseguirà anche un interlacciamento fra i componenti di energia dei pacchetti adiacenti come indicato in (d).

tensione sviluppata dall'oscillatore, questa valvola si comporta come una reattanza capacitiva, ossia la tensione oscillante è in ritardo di 90° rispetto alla corrente.

Se si considera in un primo momento il circuito di fig. 28 senza la resistenza R e il condensatore C , la corrente i che attraversa la valvola sarà in fase con la tensione e dell'oscillatore; in altre parole il circuito è puramente resistivo.

La presenza di R e di C altera questa condizione, in quanto il condensatore C sfasa in anticipo di quasi 90° quella frazione della tensione e che viene riportata in griglia. Questa tensione applicata alla griglia, mercè l'amplificazione della valvola, produrrà una corrente anodica maggiore della corrente i assorbita dal partitore di griglia, e sfasata anch'essa di 90° in anticipo rispetto alla tensione e del circuito oscillante. Essendo quindi la corrente erogata dalla valvola verso il circuito oscillante sfasata in anticipo rispetto alla tensione che si sviluppa ai capi del circuito stesso, cioè equivale ad una capacità in parallelo al circuito oscillante.

Il valore di questa capacità virtuale dipende dalla tensione di polarizzazione applicata alla griglia della valvola a reattanza e varia quindi al variare della polarizzazione di griglia, il che significa che la frequenza dell'oscillatore di riferimento può essere variata, cambiando semplicemente il negativo in griglia della valvola a reattanza. Ecco quindi un punto adatto per inserire un comando di tinta, il che può essere ottenuto in pratica con un potenziometro che vari la polarizzazione della valvola e quindi la fase del segnale di riferimento entro qualche grado.

L'oscillatore viene agganciato in fase e mantenuto nella giusta fase per lunghi periodi usando la tensione in uscita dal discriminatore di fase come se fosse un controllo automatico di guadagno. Allorché la fase dell'oscillatore tende a slittare rispetto al valore originale fissato con il comando di tinta, nasce una variazione nella tensione in uscita dal discriminatore che controlla la valvola a reattanza in modo tale che la variazione della capacità equivalente si contrappone alla variazione di fase che l'ha originata.

I segnali di colore

Quando i rivelatori sincroni ricevono un segnale di riferimento nella giusta fase rispetto alle bande laterali dei segnali I' e Q' (corrispondenti rispettivamente ai segnali differenza rosso e blu) all'uscita dei rivelatori si ricavano i segnali rivelati I' e Q' . Questi segnali unitamente al segnale Y' vengono portati alla matrice, nella quale viene sottratto il segnale Y' ai segnali-differenza rosso e blu ottenendo così i segnali rosso e blu.

Il segnale verde viene invece ricavato sottraendo dal segnale Y' il segnale rosso e blu.

Alla fine di questo processo si hanno a disposizione i segnali rosso, verde e blu che vanno a comandare il tubo tricromatico come se questi segnali fossero stati portati da tre circuiti separati similmente a quanto avviene nella televisione a colori in circuito chiuso.

Abbiamo quindi visto come un televisore monocromatico risponde ad una trasmissione a colori, come un televisore a colori risponde ad una trasmissione monocromatica, e come un televisore a colori riproduce un'immagine corretta a colori utilizzando i segnali I' e Q' e il segnale di luminanza trasmessi sulla portante video.

Dobbiamo ora vedere come sia possibile trasmettere l'informazione di colore senza provocare interferenze nel segnale monocromatico.

L'energia del segnale televisivo monocromatico è concentrata in piccoli « pacchetti » di energia anziché essere uniformemente distribuita sull'intera banda video. Ciascun pacchetto di energia è separato dai vicini da un intervallo pari alla frequenza di riga (15625 Hz per lo standard a 625 linee) e in ogni pacchetto vi sono dei componenti di energia che sono multipli della frequenza di campo (o trama).

L'energia è massima per il componente il pacchetto alla frequenza di riga od a un suo multiplo e diminuisce abbastanza rapidamente per quegli altri componenti il pacchetto di energia e che distano dal componente principale secondo i multipli della frequenza di campo. Il concetto è il-

lustrato in fig. 29 (a) mentre in (b) viene mostrato come sia pressochè nulla l'energia dovuta al segnale monocromatico, nel mezzo degli intervalli delle armoniche della frequenza di riga.

Anche il segnale di colore si distribuisce in pacchetti di energia dello stesso genere, sempre spaziali con intervalli a frequenza di riga. La posizione dei pacchetti di energia relativa ai segnali cromatici, rispetto a quella dei pacchetti relativi al segnale monocromatico è in relazione alla frequenza della sottoportante sulla quale vengono modulati i segnali I' e Q' nel trasmettitore.

Sceita della frequenza della sottoportante

La frequenza della sottoportante viene scelta in modo che si trovi verso il limite superiore della gamma video, cioè verso i 4,5 MHz nel caso di uno standard a 625 linee.

Se la frequenza della sottoportante viene fissata scegliendo un multiplo dispari di metà della frequenza di riga, i pacchetti di energia dovuti al segnale cromatico verranno a cadere esattamente nel mezzo degli intervalli esistenti fra i pacchetti di energia dovuti al segnale monocromatico, come è indicato in fig. 29 (c), ed inoltre anche le componenti di energia dei due pacchetti di energia intercaleranno come indica la fig. 29 (d). Questo effetto, viene ottenuto nello standard a 625 linee quando la frequenza della sottoportante è esattamente 4,4296875 MHz.

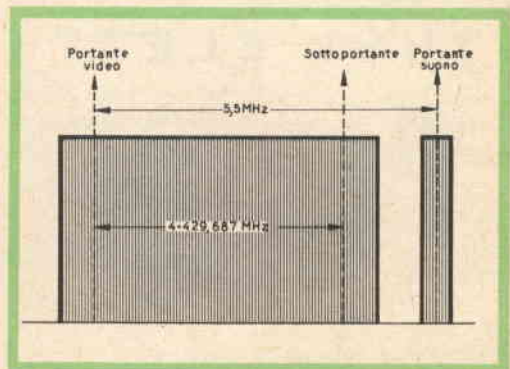


Fig. 30 - La figura indica la posizione reciproca delle portanti video, audio e del colore nell'ambito della gamma assegnata ad un canale.

Questo valore è ottenuto moltiplicando metà della frequenza di riga per 567.

Altri aspetti che condizionano la scelta della sottoportante sono la comparsa di una immagine a punti se la sottoportante viene scelta troppo bassa, e la possibilità di interferenza con la portante audio. Quest'ultimo inconveniente viene minimizzato facendo in modo che la sottoportante interlacci anche con la portante suono. Possiamo quindi osservare che dal lato trasmissione abbiamo un certo numero di condizioni da soddisfare affinché la riproduzione dei colori sia possibile con un minimo di interferenze sia nel ricevitore a colori sia nel ricevitore in bianco e nero.

Nella fig. 30 è indicato come sono disposte e spaziate fra di loro le portanti suono, video e la sottoportante del colore.

Solitamente la sottoportante del colore viene considerata « frequenza principale » dalla quale vengono ricavate la frequenza

di riga e la frequenza di quadro, essendo la precisione della frequenza principale mantenuta entro una precisione dell'ordine del 0,0003 per cento.

Negli standard monocromatici viene talvolta usata come frequenza principale la frequenza di rete: cioè la frequenza di scansione verticale viene agganciata alla rete e da essa viene poi ricavata la frequenza di riga.

Con uno standard a colori ciò non è possibile in quanto il funzionamento del trasmettitore deve essere assolutamente asincrono, il che può comportare sul cinescopio delle barre orizzontali in lento movimento dovute al ronzio residuo presente negli stadi video.

Quando invece questo ronzio è legato alla frequenza di quadro il ronzio è ancora presente ma è fermo e quindi solitamente non dà luogo ad inconvenienti apprezzabili.

G. Abussi



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMoeLETTICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

DUE AUY 10

TRANSISTORI PER UN TRASMETTITORE NEI 27 MHz

In considerazione del notevole interesse esistente per i piccoli trasmettitori portatili, è stato progettato un trasmettitore per illustrare le possibilità dell'AUY 10 impiegato in uno stadio finale di potenza a R.F. La minima potenza d'uscita a RF è di 1,5 W; con una tensione di alimentazione V_{cc} di 20 V, è possibile ottenere una profondità di modulazione dell'83% con una distorsione del 5%.

Dato che la potenza continua in entrata allo stadio finale supera i limiti concessi, sia per collegamenti di bassa potenza in fonìa a 27 MHz (1 W d'ingresso), sia per il radiocontrollo di modelli (2 W d'ingresso) questo circuito può essere impiegato solo in apparati speciali dove una maggior potenza è permessa.

Impiego del transistor AUY 10

Sebbene l'AUY 10 sia fondamentale un transistor per commutazione, esso risulta particolarmente adatto al funzionamento in classe C, a motivo dell'alto valore della frequenza di taglio f_t e dell'alto valore ammissibile per la massima tensione collettore-emettitore.

Il circuito impiegato (fig. 2) consiste in un oscillatore Colpitts controllato a cristallo che pilota lo stadio finale ad emettitore comune. La modulazione di ampiezza è applicata all'emettitore di entrambi gli stadi.

Oscillatore - Pilota

L'oscillatore è del tipo Colpitts, e il quarzo si comporta come un'induttanza inserita nella rete di reazione (fig. 1). Nella figura 1a, C_o è la capacità d'uscita del transistor (mediamente sui 70 pF); C_{eq} e R_{eq} sono la combinazione equivalente parallelo del condensatore di accoppiamento all'amplificatore di potenza e dell'impedenza d'entrata dell'amplificatore finale stesso.

La capacità C_1 di fig. 1b è la capacità equivalente a 27 MHz di C_o , C_{eq} e L_1 di fig. 1a. Il parallelo di C_2 e L_2 è progettato in modo da risultare induttivo a 9 MHz (la frequenza fondamentale del cristallo oscillante in armonica) per ovviare all'oscillazione a 9 MHz, mentre esso appare capacitivo a 27 MHz. La combinazione serie di C_1 e C_2 di fig. 1b deve

essere di circa 30 pF per un corretto funzionamento del cristallo, e nel circuito pratico essa è di circa 27 pF.

La rete di polarizzazione è proporzionata in modo tale che in assenza di oscillazione la corrente di collettore è di circa 50 mA. Con il circuito in oscillazione la corrente sale a circa 150 mA. I condensatori di accoppiamento C_5 e C_6 (fig. 2) adattano l'impedenza d'entrata dello stadio finale (circa 10 Ω) a quella d'uscita dell'oscillatore (circa 250 Ω).

Stadio finale

L'analisi del funzionamento delle valvole come amplificatori in classe C è stata adeguatamente trattata, e una simile trattazione è valida anche per i transistori, ma solo alle frequenze basse relativamente alla frequenza di taglio f_1 propria del transistor. Quando un transistor lavora in classe C senza polarizzazione esterna applicata, l'angolo di conduzione dipende dalle caratteristiche del diodo base-emettitore (per esempio per l'AUY 10 alle basse frequenze è di 110°). Alle alte frequenze gli effetti delle cariche immagazzinate causano un aumento dell'angolo di conduzione fino a portare il transistor a lavorare quasi in classe A alla frequenza $f_1/2$ circa. In questo caso un piccolo controllo dell'angolo di conduzione può essere ottenuto mediante una polarizzazione esterna.

Nel trasmettitore descritto, viene impiegata una resistenza di emettitore di 1 Ω che permette un buon compromesso fra il guadagno in potenza e l'efficienza.

Il guadagno dello stadio finale è attorno ai 6 dB. Il circuito oscillante di questo stadio è calcolato per un Q a carico di 10. Il circuito accordato secondo il calcolo dà quindi una reiezione della seconda armonica di 11,5 dB. Tuttavia la reiezione armonica del trasmettitore è migliore di quella prevista dal calcolo a causa del basso contenuto di armoniche della corrente di collettore dovuto al grande angolo di conduzione.

Il transistor d'uscita è isolato dal telaio mediante una ranella di mica. La capacità parassita così introdotta, più la capacità d'uscita del transistor stesso ammontano a circa 330 pF. La capacità effettiva ($C_u + C_p$) riportata attraverso la bobina è approssimativamente uguale a:

$$C_{\text{eff}} = 330 \times \left(\frac{n_1}{n_3} \right)^2 = 14 \text{ pF}$$

(n_1 e n_3 come da figura 2)

La capacità d'accordo complessiva richiesta di 68 pF viene ottenuta con un trimmer da 100 pF.

La bobina L_3 (fig. 2) costituisce un'induttanza di blocco a RF e presenta un'impedenza d'ingresso del transistor che è mediamente sui 10 Ω .

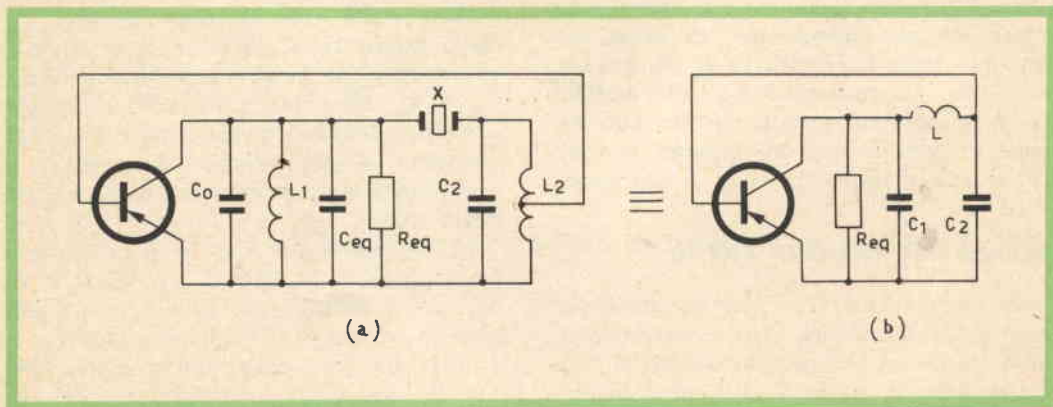


Fig. 1 - Sviluppo del circuito equivalente dell'oscillatore pilota.

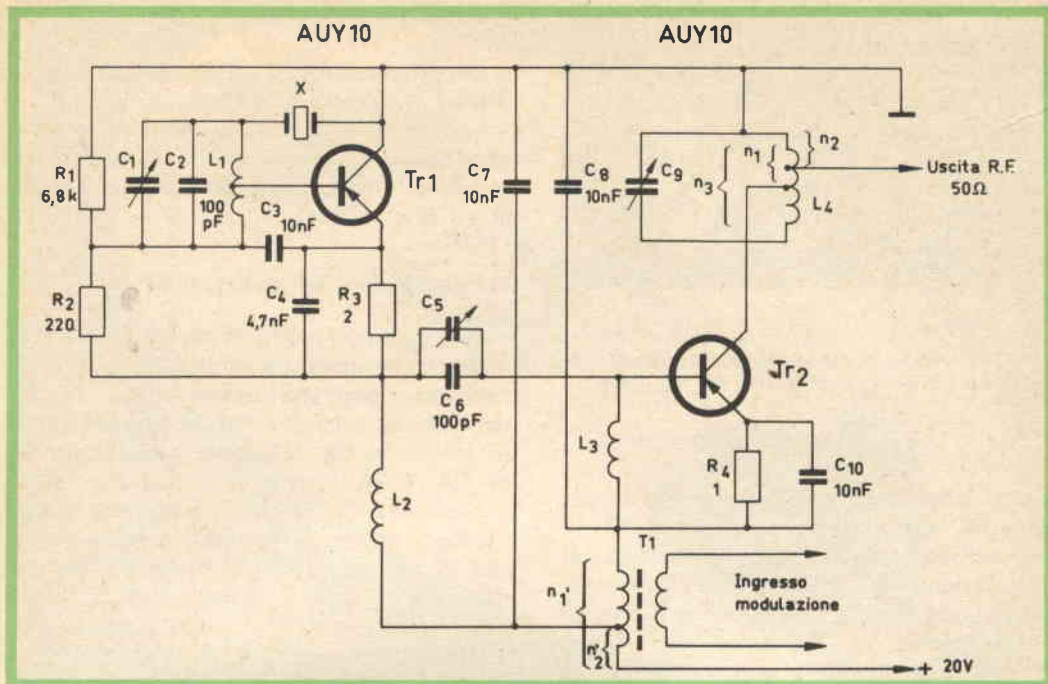


Fig. 2 - Schema elettrico del trasmettitore da 1,5 W a 27 MHz.

MATERIALE OCCORRENTE

$R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega - \frac{1}{2} \text{ W} - 10\%$

$R_2 = 220 \Omega - \frac{1}{2} \text{ W} - 10\%$

* $R_3 = 2 \Omega - \frac{1}{2} \text{ W} - 10\%$ oppure 5 resistenze in parallelo da $10 \Omega - 10\%$

* $R_4 = 1 \Omega - \frac{1}{2} \text{ W} - 10\%$

$C_1 - C_5 =$ trimmer ad aria da $5 \div 25 \text{ pF}$

$C_2 - C_6 =$ cond. ceram. 100 pF

$C_3 - C_7 - C_8 - C_{10} =$ cond. ceram. $0,1 \mu\text{F}$

$C_4 =$ cond. ceram. $0,0047 \mu\text{F}$

$C_9 =$ trimmer ad aria $10 \div 100 \text{ pF}$

$T_{r1} - T_{r2} =$ transistori tipo AUY 10

* Riferirsi anche al testo.

$T_1 =$ trasformatore di modulazione per impieghi in amplificatori audio. Rapporto presa secondaria: $n_1'/n_2' = 1,32/1$

$X =$ cristallo risonante in terza armonica a 27 MHz.
 $L_1 = 1,8 \mu\text{H} - 14$ spire con presa alla 7ª spira, avvolte su supporto con diametro esterno di $6,35 \text{ mm}$; spire affiancate di filo di rame smaltato da $0,4 \text{ mm}$ di diametro; $Q_0 = 115$

$L_2 - L_3 = 0,2 \mu\text{H} - 9$ spire affiancate avvolte in aria di filo di rame smalt.; diam. filo $0,72 \text{ mm}$; diam. interno avvolgim. $4,7 \text{ mm}$; $Q_0 = 130$

$L_4 = 0,5 \mu\text{H} - 20$ spire affiancate diametro interno avvolgimento $4,7 \text{ mm}$, filo di rame smaltato diametro $0,72 \text{ mm}$. Prese: n_1 alla quarta spira; n_2 a 3 spire e mezzo; $Q_0 = 120$

Modulazione

La massima variazione impressa alla tensione collettore-emettitore del transistor finale è data da:

$$2(1 + m)(V_{cc} - V_{CEK}) + V_{CEK}$$

dove: $m =$ indice di modulazione

$V_{cc} =$ tensione di alimentazione

$V_{CEK} =$ tensione di ginocchio collettore-emettitore con I_c di picco uguale a 700 mA .

Per $-V_{CEmax} = 60 \text{ V}$ (vedi caratteristiche AUY 10), $V_{cc} = 20 \text{ V}$

$-V_{CEK} = 5 \text{ V}$ il massimo indice di modulazione ottenibile è $m = 0,83$.

Nel circuito adottato la modulazione è applicata sia allo stadio oscillatore-pilota che allo stadio finale in modo da ottenere la massima profondità di modulazione (83%) con la minima distorsione (meno del 5%).

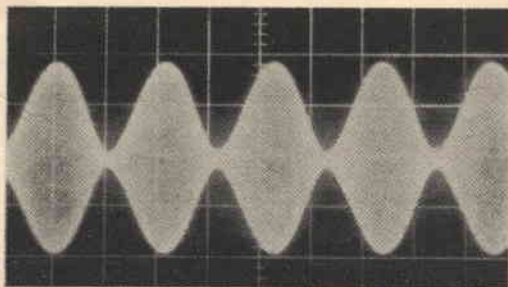


Fig. 3 - Involuppo di modulazione all'uscita del trasmettitore (95% di modulazione con V_{cc} ridotta a 19 V).

Con una leggera riduzione della tensione di alimentazione (da 20 a 19 V) è possibile ottenere una profondità di modulazione del 95% senza oltrepassare il limite ammesso per la tensione di alimentazione V_{cc} del transistor finale. La distorsione risulterà ancora inferiore al 5% (fig. 3).

Stabilità dell'oscillatore

Le variazioni di frequenza causate dalle seguenti condizioni si possono considerare trascurabili:

- Modulazione inserita o disinserita;
- Tensione di batteria ridotta a 16 V;
- Temperatura ambiente aumentata a 50 °C;
- Condensatori trimmer C_1 e C_5 variati entro un ampio campo.

Caratteristiche del modulatore

La potenza totale di modulazione richiesta è di circa 1,5 W.

L'oscillatore presenta al modulatore una impedenza di carico di 133 Ω mentre il carico del modulatore dovuto allo stadio finale è di 125 Ω .

Caratteristiche dei radiatori di calore

Con la piena modulazione (83%) e alla massima temperatura ambiente (50 °C) il transistor oscillatore (che è fissato direttamente al telaio) richiede un radiatore di calore la cui resistenza termica K sia di 4,4 °C/W, mentre il transistor finale richiede un K di 6,7 °C/W. Questi valori possono essere ottenuti rispettivamente con 90 cm² di lamierino di rame annerito dello spessore di 1,3 mm e con 55 cm² dello stesso materiale dello spessore di 1 mm.

Costruzione

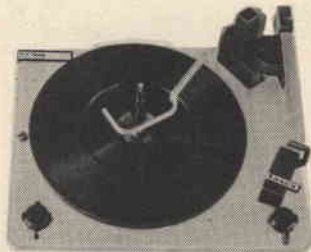
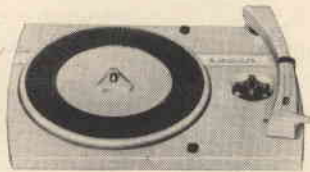
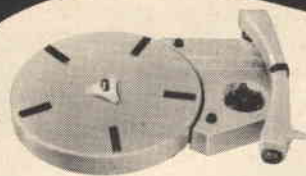
In relazione alle correnti relativamente alte e ai bassi livelli di impedenza incontrati, le lunghezze dei fili devono essere ridotte al minimo. Quindi i transistori devono essere abbastanza vicini affinché il condensatore di accoppiamento C_6 possa avere i terminali corti. Tuttavia, per evitare « punti caldi » sul telaio i transistori non dovrebbero essere troppo vicini se vengono montati su di un unico radiatore di calore. La soluzione adottata fu di impiegare un telaio ad U.

TABELLA DELLE MISURE (media dei rilievi su 6 campioni senza modulazione)

Oscillatore				Uscita			
V_{CE} picco (V)	I_{DC} (mA)	P_{Ing} (W)	V_{CE} picco (V)	I_{DC} (mA)	P_{IngDC} (W)	P_a sul carico (W)	Rendimento collettore (%)
14,5	150	3	14	175	3,5	1,65	52

Rendimento del circuito volano = 90%

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)

Mod. 1800AG

Saldatore con punta fissa « inossidabile »
Per produzione di serie e lavoro continuo

watt 50
Volt 120-160-220



Saldatore con punte saldanti in rame trattato « Nox »
Facilmente intercambiabili

Mod. 1800

Per telefonia e montaggi elettronici di ogni genere

watt 50
Volt 120-160-220



Mod. 1012

Microsaldatore leggerissimo per montaggi a transistor,
complessi elettronici miniaturizzati

watt 12
Volt 6



ELTO

S. S. S.

REGINA MARGHERITA - TORINO

VIA NAZARIO SAURO N. 26
Telefoni 78.11.71 - 78.17.02

Le resistenze R_3 e R_4 dovrebbero essere del tipo a bassa induttanza. Tuttavia, ciò è difficile da ottenersi in pratica; comunque la soluzione indicata nella lista dei componenti ha dato risultati soddisfacenti.

Allineamento

Il circuito accordato dello stadio finale deve essere correttamente sintonizzato (con l'antenna staccata) prima di applicare la modulazione, in modo da evitare la possibilità di superare la massima cor-

rente di emettitore ammessa dalle caratteristiche. La massima potenza d'uscita corrisponderà alla minima corrente media di collettore. I condensatori C_1 e C_5 vengono regolati alternativamente per la massima RF in uscita.

Quando il trasmettitore viene usato in impieghi tipo « Spento o Acceso », la modulazione deve essere ritardata di qualche milli-secondo per permettere all'oscillatore di entrare in oscillazione.

Questo articolo è basato su un lavoro realizzato da N. A. Steadson del Laboratorio Applicazione della Miniwatt.

G. Abussi

CALCOLATORI NELLO STUDIO LEGALE DEL FUTURO

L'avvocato di domani risolverà i suoi problemi di documentazione con l'aiuto dei calcolatori elettronici.

In occasione dell'ottantesimo simposio annuale dell'Associazione Forense Americana, cui hanno recentemente partecipato oltre diecimila avvocati statunitensi, è stata fatta una interessante dimostrazione sulla automazione dei servizi di ricerca legale.

Un futuro studio legale conterrà, oltre ai tradizionali arredi e fonti di consultazione, anche una unità elettronica di interrogazione, dotata di macchine per scrivere e collegata, per via telefonica, ad un elaboratore elettronico IBM 1410 a dischi magnetici.

Questo sistema consentirà all'avvocato di ottenere, in pochi minuti e senza lasciare l'ufficio, qualsiasi informazione di tipo legale.

Supponiamo che un cliente si presenti con una questione da risolvere come questa: « Le spese effettuate allo scopo di apportare migliorie al mio vigneto sono deducibili dalla dichiarazione dei redditi? ».

L'avvocato dovrà semplicemente dattiloscivere sulla tastiera della macchina collegata all'IBM 1410 alcune parole chiave, per ottenere rapidamente tutti gli estremi necessari ad individuare sul codice delle leggi tributarie gli articoli e i precedenti dottrinari e giurisprudenziali riguardanti il suo problema.

Le parole chiave: « spesa », « miglioria », « fondiario », « deducibilità », ecc. vengono direttamente trasmesse al calcolatore del Centro di Documentazione per mezzo di linee telefoniche. Sulla scorta di queste indicazioni, il calcolatore, a sua volta, cerca nella memoria a dischi e seleziona gli articoli di codice e le precedenti sentenze che riguardano il caso, ritrasmettendoli automaticamente.

L'intera operazione non dura che pochi secondi.

PER UNA MIGLIORE CONOSCENZA DEI TERMISTORI

Caratterizzano i numerosi termistori in commercio la forma, la disposizione dei terminali, il coefficiente nominale di temperatura e il materiale di cui sono rivestiti.

Per ogni diversa dimensione si ha una resistenza nominale ed un particolare valore di dissipazione; inoltre, le tolleranze sul valore resistivo e sul coefficiente di temperatura vengono anch'essi considerati nella scelta da farsi, caso per caso, secondo la destinazione.

Fra le varie caratteristiche di forma dei termistori in commercio, possiamo annoverare:

I termistori a bastoncino, ottenuti per filatura e metallizzazione, che hanno la forma di cilindri pieni oppure di tubetti, con un diametro variante fra 1 e 15 mm e di lunghezza compresa fra qualche millimetro e 10-12 mm.

I termistori a pastiglia, di varie forme pressate, con o senza terminali di collegamento. Si presentano in forma di dischi, di ovoidi e di barrette rettangolari. Il loro diametro è compreso fra i 4 e 60 mm e il loro spessore fra qualche de-

cimo di mm e qualche mm. Si trovano sprovvisti di terminali, da serrare fra due contatti, e muniti di fili di connessione. Questi ultimi sono generalmente protetti da uno strato di vernice.

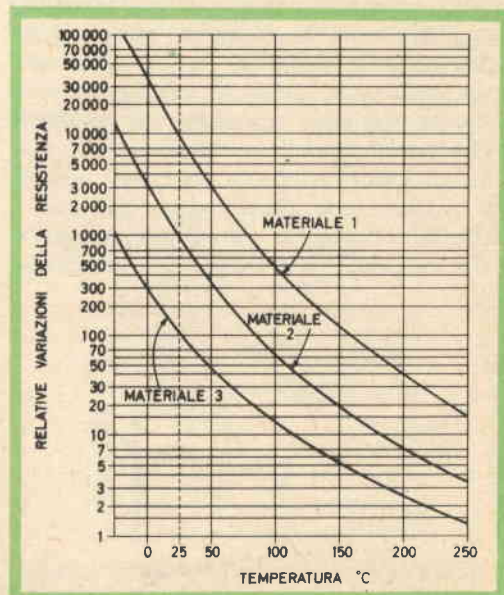


Fig. 1 - Curve per la determinazione della variazione della resistenza in funzione della temperatura.

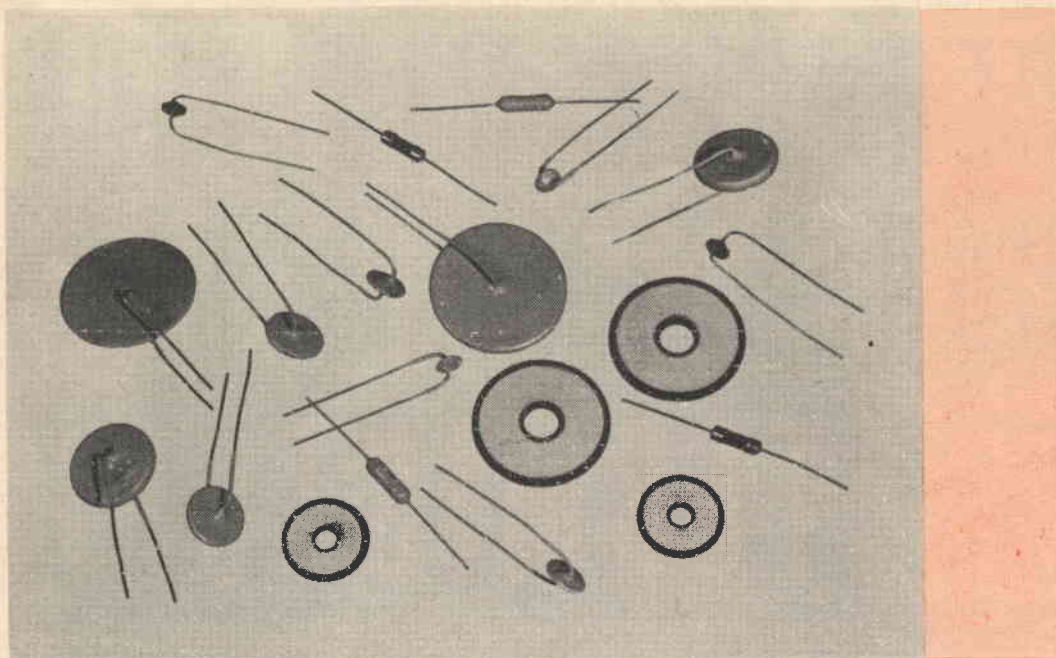


Fig. 2 - Vari tipi di termistori prodotti dalla Philips.

I termistori in miniatura, hanno la forma di piccole sfere di diametro inferiore al mm e sono montati su fili di platino. Sono costituiti da elementi nudi, chiusi entro ampolle di vetro, oppure sono avvolti entro una pellicola vetrificata.

Come abbiamo accennato, le caratteristiche variano molto a seconda dei processi di fabbricazione e dei criteri seguiti da ciascun fabbricante, oltre che per i modelli di forma e dimensioni suggeriti dalle necessità d'impiego. La resistenza

nominale viene di solito indicata per la temperatura di riferimento a 25° e il valore resistivo è compreso entro una gamma vastissima (fra 10Ω ed $1 M\Omega$). La costante termica, variabile da 1.000° ad 8.000° K, corrisponde ad un coefficiente di temperatura che varia da -1 a -9% per grado centigrado circa. Infine, la potenza nominale può variare fra 50 mW e 35 W .

Tolleranze sulle caratteristiche d'impiego

La resistenza nominale di un elemento termistore è il valore resistivo misurato alla temperatura di 25° , mentre la variazione della resistenza in funzione della temperatura può essere determinata da speciali curve fornite dal costruttore e di cui diamo un esempio in fig. 1. Queste curve permettono di risolvere la maggior parte dei problemi che si presentano nella pratica operativa.

Esaminando la curva relativa al materiale tipo 2 (fig. 1), troveremo che il rap-

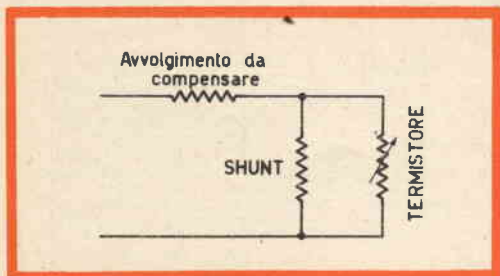


Fig. 3 - Esempio di compensazione della resistenza di un circuito mediante termistore.

porto di resistenza fra 25° e 120° ha l'espressione:

$$\frac{1.000}{40} = 25.$$

La resistenza del termistore in esame a 120° , dato che conosciamo il valore resistivo a 25° , è:

$$\frac{500}{25} = 20 \Omega.$$

La **capacità calorifica** dipende dalla forma e dalle dimensioni del termistore, con variazioni che vanno da qualche millesimo di Joule a qualche centinaio di gradi per Joule.

La **costante di dissipazione termica**, normalmente definita come se si trattasse di una resistenza in aria calma a 25° , dipende dalle dimensioni e dai giunti di collegamento che fungono da radiatori di calore. La costante di dissipazione varia da qualche decina di microwatt ad una frazione di watt per grado.

La **costante termica di tempo** indica il tempo necessario per far passare l'elemento dal valore resistivo T_0 al valore di T_1 per una variazione della temperatura ambiente. Se dalla temperatura T_0 l'elemento viene bruscamente trasferito in altro ambiente a temperatura T_1 , la costante di tempo è il tempo necessario affinché la sua temperatura propria subisca una variazione del 63% della differenza $(T_0 - T_1)$.

Restano da considerare la **stabilità** e la **massima temperatura di lavoro**, dati che variano a seconda dei tipi di resistori e che, nei tipi a « perla », indipendentemente dalla stabilità, possono essere raggiunte temperature di 250° .

Gruppi di applicazione

Oltre alla sommaria elencazione dei principali tipi di termistori, fatta nel paragrafo precedente, giova fare un'altra importante distinzione fra quelli che non vengono riscaldati in modo notevole dal passaggio della corrente e quelli destinati ad applicazioni di termometria elettrica fino a 150° ed anche fino a 250° . Per

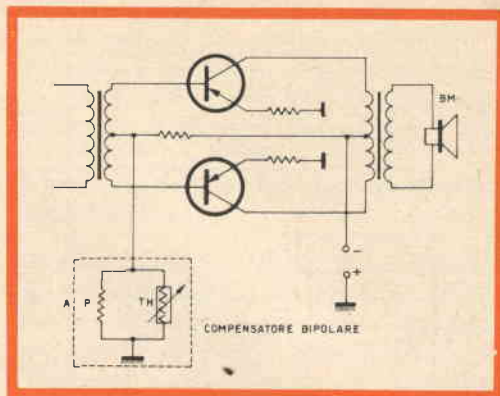


Fig. 4 - Schema per la stabilizzazione del funzionamento di uno stadio finale per una gamma di temperatura compresa fra -10 e $+60^\circ\text{C}$.

questi ultimi la variazione della resistenza è provocata unicamente dal cambiamento della temperatura ambiente. Si ottiene così la misurazione della temperatura, la sua regolazione a distanza, l'allarme antincendio, ecc.

Ad un altro importante gruppo appartengono i termistori destinati a compensare variazioni funzionali di circuiti elettrici ed elettronici, dovuti ad effetti termici. Sono queste le applicazioni più interessanti, fra le quali annoveriamo: gli apparecchi di misura e la loro stabilizzazione, i circuiti a transistori, i blocchi di deviazione dei televisori, gli avvolgimenti di relé e di contattori, i regolatori di ten-

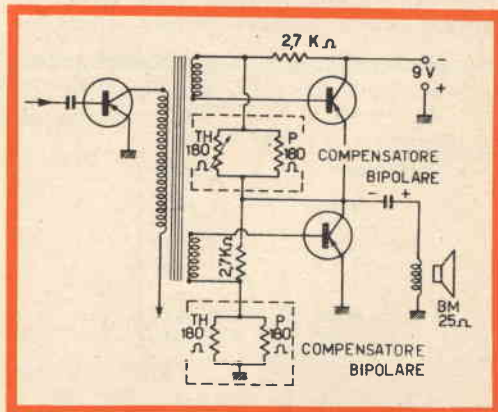


Fig. 5 - Schema per la stabilizzazione del funzionamento dello stadio finale di un amplificatore senza trasformatore d'uscita.

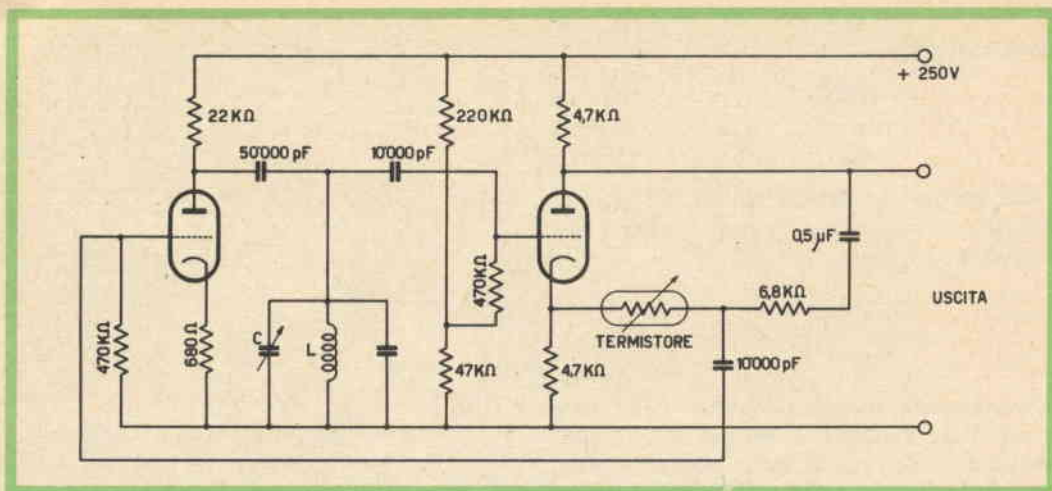


Fig. 6 - Circuito per il controllo automatico degli oscillatori.

sione per automobili, i motori e i generatori elettrici.

Fra le altre molteplici applicazioni segnaliamo: i termistori che, riscaldati dal passaggio della corrente, producono effetti di ritardo nello scatto dei relé, la regolazione di tensioni e correnti, la limitazione della carica degli accumulatori, la protezione dei filamenti delle lampade per illuminazione e proiezione, l'assorbimento di punte di corrente allo spunto dei motori oppure il loro progressivo disinserimento.

Infine, ricordiamo che il termistore non ha polarità, quindi tutte le applicazioni indicate sopra possono essere effettuate

tanto in corrente continua che in corrente alternata.

Circuiti compensatori e loro principi

Uno dei più semplici esempi d'impiego di un termistore è quello della compensazione della resistenza di un circuito; compensazione che può aver luogo sia con un collegamento in serie che in parallelo e, in casi di regolazione speciale, con collegamento misto (termistore shuntato da una resistenza, in serie con altra resistenza fig. 3).

Le caratteristiche dei termistori di questo genere sono così stabili che la loro resistenza resta costante con tolleranze inferiori all'1%, anche se l'elemento viene sottoposto alla temperatura di 100° per un periodo di 10 anni.

Per quei circuiti che non devono subire alterazioni funzionali a causa di variazioni della temperatura ambiente, i termistori si rendono particolarmente preziosi. È questo il caso dei circuiti a transistori, la cui corrente di collettore è soggetta all'influenza delle variazioni termiche.

Ancora prima di attuare una compensazione mediante termistori, è necessario provare questi ultimi alle temperature di lavoro, allo scopo di definire le caratte-

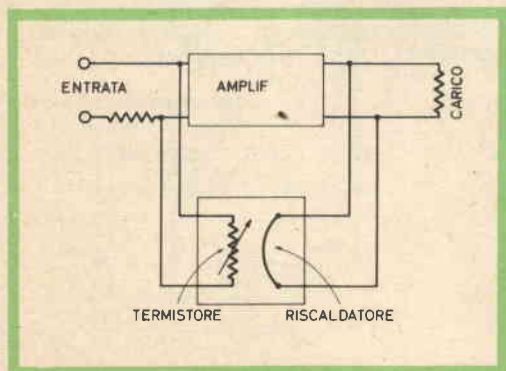


Fig. 7 - Circuito per il controllo automatico di guadagno negli amplificatori.

ristiche adatte, indipendentemente dai dati dei costruttori. È inoltre opportuno considerare la potenza dissipata nel termistore, potenza che deve essere limitata al valore nominale, se si vuole che il surriscaldamento dell'elemento non superi quello della temperatura ambiente.

Schemi pratici di compensatori

La compensazione delle variazioni funzionali degli apparecchi a transistori, dovute all'azione della temperatura, specialmente negli stadi amplificatori d'uscita a bassa frequenza, si ottiene sostituendo la resistenza di polarizzazione con una combinazione formata da una resistenza fissa in parallelo con un termistore. Con questo sistema la compensazione mantiene costante il funzionamento dello stadio in classe B e, nelle temperature più basse, evita che l'amplificatore possa sconfinare nel funzionamento in classe C, mentre nelle temperature alte ne impedisce lo slittamento in classe A.

Con questi accorgimenti il tasso di distorsione viene contenuto e mantenuto costante per una gamma di temperature compresa fra -10 e $+60^{\circ}\text{C}$. (fig. 4). Lo stesso sistema di fig. 4 può essere adottato per l'amplificatore senza trasformatore d'uscita di fig. 5.

Il controllo automatico degli oscillatori

Mediante l'impiego di termistori è possibile stabilizzare l'ampiezza delle oscillazioni di generatori a bassa e ad alta frequenza. A titolo di esempio, nello schema di fig. 6 mostriamo un oscillatore con autoinduttanza e capacità, in cui la sovratensione del circuito oscillante ha un

coefficiente pari a 12, equipaggiato con un termistore a « perla » del valore di $2\text{ M}\Omega$. La tensione d'uscita dell'oscillatore è di 4,5 V efficaci, con distorsione contenuta al di sotto dello 0%.

Il controllo automatico di guadagno negli amplificatori

La resistenza di un termistore di adatte caratteristiche può variare notevolmente sia per la potenza dissipata nello stesso termistore, sia per il riscaldamento dell'elemento ottenuto da un riscaldatore ausiliare.

Termistori di questo tipo possono dare risultati soddisfacenti nel controllo automatico di guadagno, specialmente negli amplificatori provvisti di controreazione. Inserito nel circuito di reazione di uno stadio amplificatore di uscita, il termistore può far variare la tensione di reazione per compensare le variazioni del segnale d'uscita. Se in tale sistema si dovessero constatare ineguali variazioni di temperatura da parte del termistore, si ricorre allora all'uso di termistori riscaldati indirettamente.

Un'applicazione interessante del controllo di guadagno mediante termistori a riscaldamento indiretto è dato in fig. 7. Nello schema, parte della corrente d'uscita dell'amplificatore è utilizzata per riscaldare il termistore, inserito nel circuito d'entrata, producendo un effetto di accoppiamento termico, con risultati simili a quelli di una controreazione, ma con la possibilità di far lavorare il dispositivo anche soltanto su di una determinata gamma di frequenze, dove ciò si rendesse necessario.

I. Andreini

Cambridge. Un termometro elettrico costruito dall'Osservatorio di Harvard, per le esplorazioni « ir » della superficie lunare da terra, impiega un pirometro. Per ottenere un « profilo » termico della luna, una macchina fotografica da 35 mm. verrà applicata al pirometro.

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

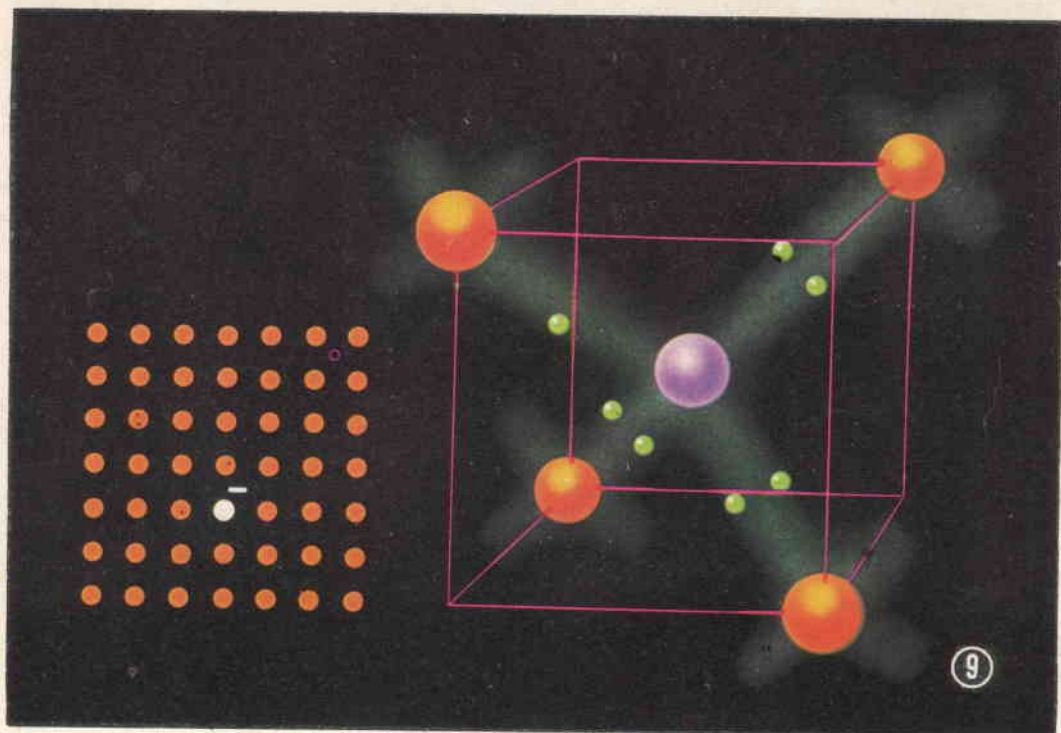


	Art.	Ø Bobina		m	Prezzo List. Lit.
		Pollici	mm		
NORMAL	S/625	3"	78	85	650
	S/625-1	3 1/2"	85	100	780
	S/625-2	4"	100	110	920
	S/628	5"	127	180	1.350
	S/628-1	5 3/4"	147	250	1.850
	S/631	7"	178	360	2.450
LONG PLAYING	S/626	3"	78	120	850
	S/626-1	3 1/2"	85	150	1.050
	S/626-2	4"	100	180	1.300
	S/629	5"	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

(continua dal n. 5 - 1964)

IL DIODO A CRISTALLO

dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS"



9 ACCETTORI

Drogando il germanio puro con atomi di impurità (per esempio atomi di indio) aventi tre elettroni di valenza in luogo di cinque assistiamo ad un altro fenomeno. Nella figura di destra le sfere color viola rappresentano gli atomi di indio.

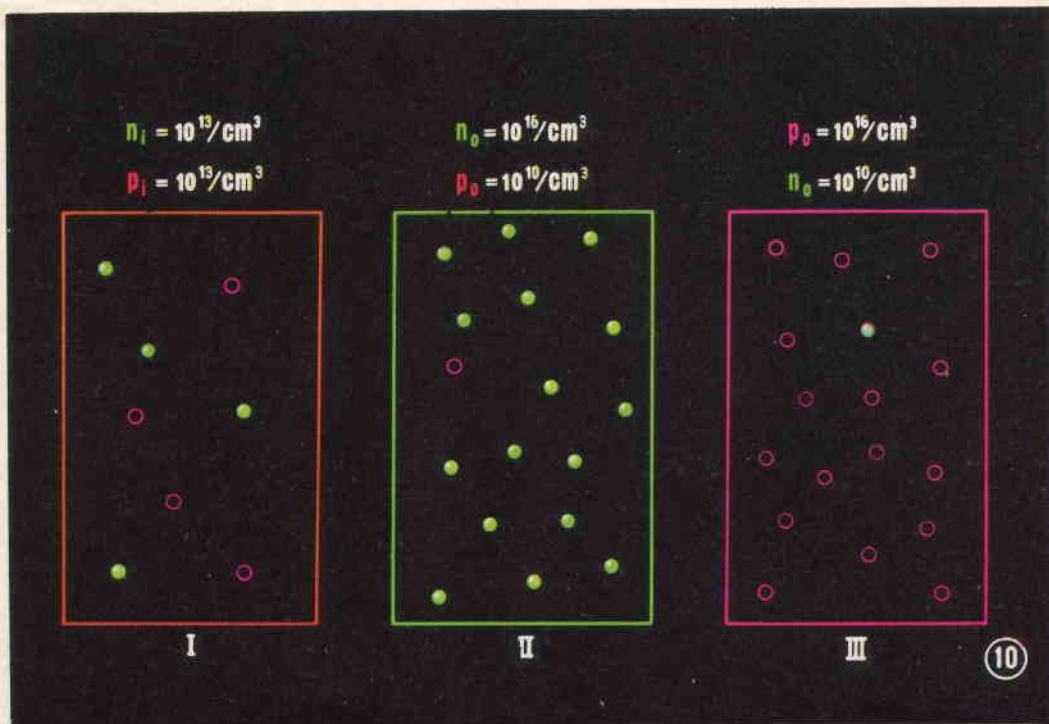
L'atomo di indio possiede un elettrone in meno rispetto agli atomi di germanio circostanti: perciò esso può completare solo tre legami covalenti. Nel quarto manca un elettrone (vale a dire che si manifesta un buco nel legame).

Come già detto nella fig. 7 vengono qui rappresentati anche gli elettroni nei legami di valenza, per cui può essere meglio visualizzata l'assenza di un elettrone, cioè la presenza di un buco, ed i legami mancanti sono contraddistinti dal colore meno intenso. Nella figura a sinistra il buco è ancora rappresentato con un cerchietto rosso.

Il buco può essere « legato » o « vincolato »: in altre parole occorre dell'energia per allontanare il buco dall'atomo di indio. Ne vedremo ora le ragioni. Fino a quando il buco è localizzato in un legame covalente dell'atomo di indio, questi può essere considerato elettricamente neutro. Non appena il buco si scambia con un elettrone di valenza tra due *atomi tetraivalenti di germanio*, in quella parte del reticolo si localizzerà una carica negativa. Vale a dire che si stabilisce una forza elettrostatica di attrazione che tende a riassorbire il buco. Già a temperatura ambiente, tuttavia, un elettrone di valenza può acquistare energia sufficiente ad occupare il posto vacante nell'atomo di indio. (Possiamo anche dire che il buco acquista sufficiente energia per allontanarsi dall'atomo di indio).

Di conseguenza il buco può continuare a spostarsi nel cristallo, divenendo un buco « libero ». L'elettrone di valenza non potrà più lasciare l'atomo di indio che ha completato i suoi quattro legami covalenti ed è divenuto uno ione negativo (vedi figura a sinistra).

Poiché l'atomo di indio è in grado di *accettare* un elettrone supplementare (senza la contemporanea sparizione di un buco) diciamo che l'indio è un *accettore*.



10 GERMANIO TIPO P: PORTATORI MAGGIORITARI E MINORITARI DI CARICHE: CONDUTTIVITÀ DEL GERMANIO DI TIPO-N E DI TIPO-P

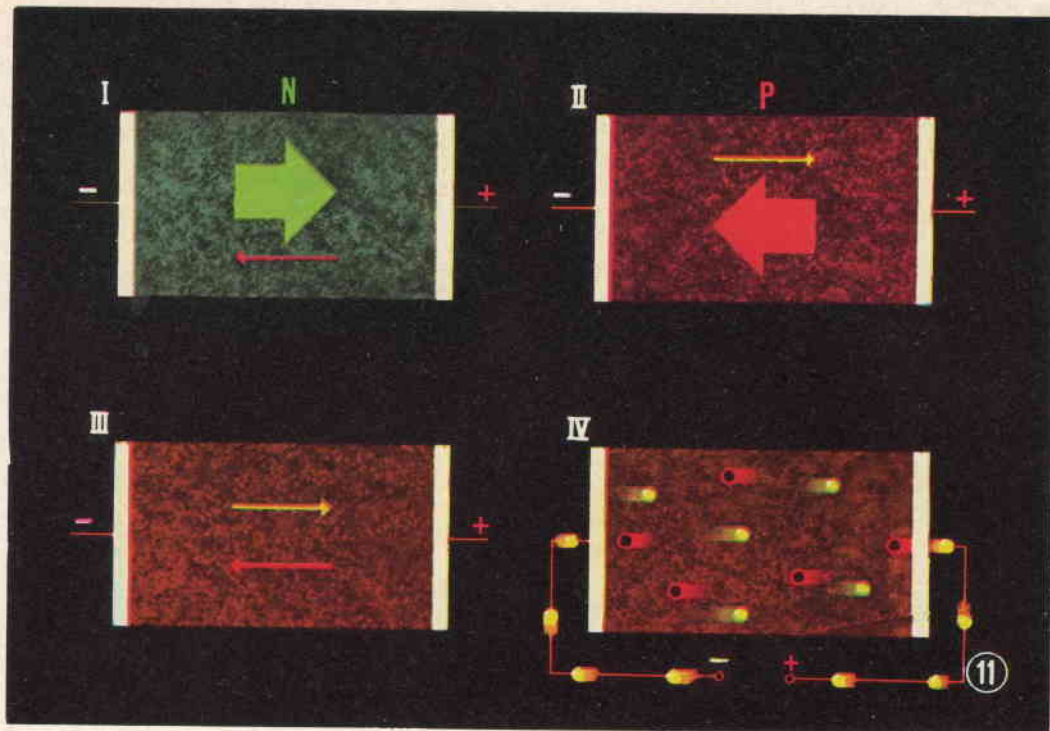
Abbiamo stabilito quindi che gli accettori elevano la concentrazione di buchi (p) nel germanio. Se si aggiungono 10^{16} accettori per cm^3 (o un accettore su un milione di atomi di germanio), riferendoci a quanto detto nella fig. 8 per il germanio di tipo-N, avremo che p_0 è uguale a 10^{16} per cm^3 ed n_0 a 10^{10} per cm^3 . Parleremo allora di germanio intrinseco in cui $n_i = p_i = 10^{13}$ per cm^3 . La fig. II rappresenta invece un germanio di tipo-N che contiene un eccesso di elettroni ($n = 10^{16}$ per cm^3) e pochi buchi ($p_0 = 10^{10}$ per cm^3). La fig. III rappresenta infine un germanio di tipo-P con molti buchi ($p_0 = 10^{16}$ per cm^3) e pochi elettroni ($n_0 = 10^{10}$ per cm^3). Per maggiore chiarezza non è stato rappresentato il consueto reticolo cristallino, riportando solo la cornice esterna (marrone per il cristallo intrinseco, verde per il germanio tipo-N e rossa per quello tipo-P).

Dalle considerazioni relative al germanio di tipo-N (10^{16} donatori per cm^3) si possono trarre due conclusioni. Primo, la concentrazione degli elettroni è maggiore di quella dei buchi, di conseguenza gli elettroni vengono definiti come *portatori di cariche maggioritarie* e i buchi come *portatori di cariche minoritarie*. Secondo, il numero totale dei portatori di cariche (libere) supera ampiamente quello riscontrabile nel germanio puro, abbiamo infatti 10^{16} nel primo caso (trascurando i buchi pari a 10^{10}) e 2×10^{13} per cm^3 nel secondo caso. Concludendo possiamo affermare che la conducibilità elettrica del germanio tipo-N è superiore a quella del germanio puro e che aumenta elevando la concentrazione dei donatori.

Identiche conclusioni possono essere tratte dal germanio tipo-P, in cui i buchi rappresentano i portatori maggioritari e gli elettroni quelli minoritari e in cui la conducibilità aumenta, elevando la concentrazione degli accettori. In entrambi i casi, tuttavia, (germanio P ed N) la concentrazione dei portatori di cariche è trascurabile in confronto a quella degli elettroni nei metalli, per cui anche la conduzione specifica è inferiore. Per tale ragione il germanio è definito un *semiconduttore*.

Una volta ancora risulta evidente la similarità con l'equilibrio di ioni OH^- e H^+ nell'acqua, dove il prodotto delle concentrazioni di tali ioni è costante. L'introduzione di donatori (o accettori) in un semiconduttore è analoga all'aggiunta di una base (o un acido) all'acqua. Come nell'acqua la base può essere neutralizzata dall'acido (e viceversa) così in un semiconduttore l'azione dei donatori è neutralizzata dall'immissione di accettori (e viceversa).

È proprietà intrinseca del germanio contenere elettroni e buchi: la presenza di elementi donatori (o accettori) non è essenziale. Di qui il termine « concentrazione intrinseca » usato per definire la concentrazione di particelle nel germanio puro.



Il germanio in cui si stabiliscono concentrazioni intrinseche è denominato *germanio intrinseco*. Il germanio intrinseco non è necessariamente puro: infatti può essere classificato come tale anche quello in cui gli accettori ed i donatori si neutralizzano.

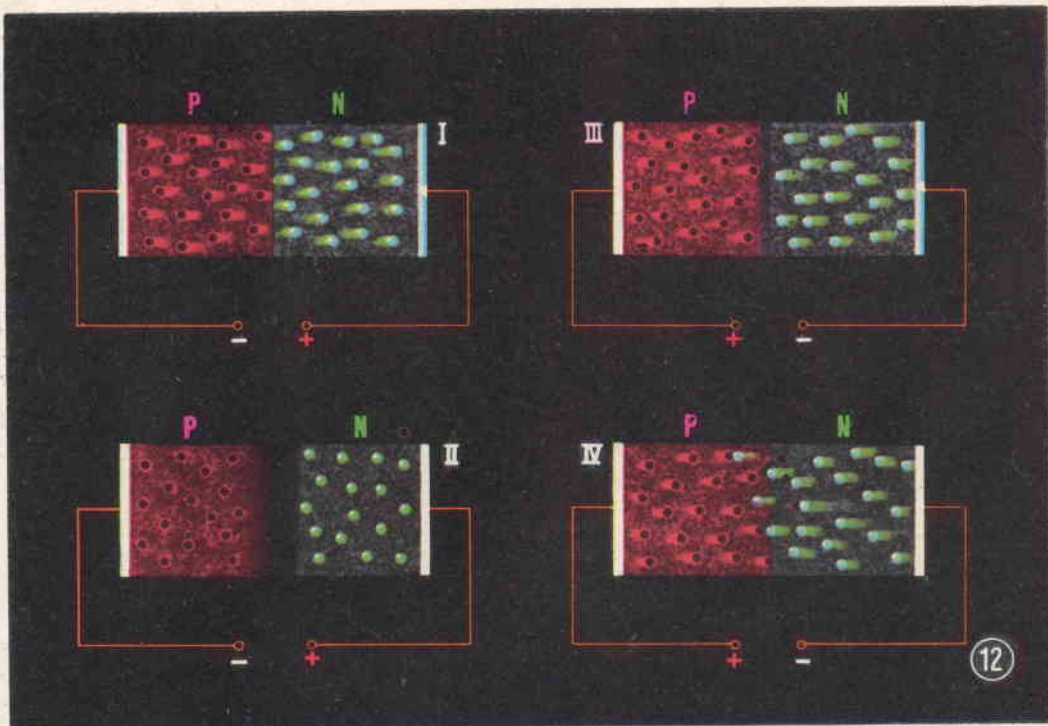
11 CORRENTE DOVUTA AD UN CAMPO ELETTRICO NEL GERMANIO TIPO P ED N E IN UN GERMANIO INTRINSECO

I diodi a cristallo ed i transistor impiegano germanio tipo *P* ed *N* in cui la *concentrazione minoritaria* (cioè la concentrazione di portatori minoritari) è notevolmente inferiore di quella maggioritaria. Il rapporto è, per esempio, di 1 portatore minoritario su 1 milione di portatori maggioritari: vale a dire dell'ordine precedentemente assunto (fig. 10). In questi tipi di germanio la corrente, che viene determinata da un campo elettrico è praticamente costituita solo di portatori maggioritari: cioè nel germanio di tipo *N* da elettroni (freccia verde in fig. I) nel germanio di tipo *P* da buchi (freccia rossa in fig. II).

Le piccole correnti dovute ai portatori minoritari non possono essere rappresentate nelle loro reali proporzioni (freccia rossa sottile in fig. I e verde in fig. II).

Nel germanio intrinseco (fig. III) la corrente è costituita sia di elettroni che di buchi (si presume qui che, indipendentemente dagli effetti delle cariche opposte, l'azione dei buchi e degli elettroni sia simile). A causa del minor numero di portatori di cariche, la corrente nel cristallo intrinseco ha, naturalmente un'intensità minore che nel cristallo *N* o *P* nelle medesime condizioni di campo elettrico.

Mentre nel semiconduttore esiste anche una conduzione dovuta alle cariche positive, nei fili che collegano il cristallo col generatore di tensione (fig. IV), la conduzione elettrica avviene solo per mezzo di elettroni. Al contatto di sinistra i buchi uscenti dal cristallo sono saturati dagli elettroni forniti, attraverso i fili di connessione, dal circuito esterno. Al contatto di destra gli elettroni di valenza lasciano il cristallo e separandosi dai buchi fluiscono nel conduttore. (Le zone di contatto tra il cristallo ed il conduttore sono realizzate in modo tale da non ostacolare questi processi).



12 INTERPRETAZIONE DEL PROCESSO DI RETTIFICAZIONE IN UN CRISTALLO P-N: CONDUZIONE DIRETTA ED INVERSA

Se il cristallo è costituito da una zona di germanio di tipo *P* ed una di tipo *N*, abbiamo il cosiddetto *cristallo P-N*. La regione di contatto tra la *zona P* e la *zona N* è chiamata *giunzione P-N*. Un cristallo *P-N* presenta l'importante proprietà di permettere la conduzione in una sola direzione bloccandola nell'altra. Tale proprietà è sfruttata per raddrizzare correnti alternate. Per giungere ad una corretta e completa spiegazione del processo di rettificazione occorre prima procedere ad uno studio dettagliato dei fenomeni che si verificano alla giunzione *P-N*. Ne diamo perciò qui una interpretazione semplificata che nonostante la sua incompletezza è sostanzialmente esatta.

Quando la batteria è connessa al cristallo nel modo illustrato in fig. I, cioè con il terminale negativo collegato alla *zona P* e quello positivo alla *zona N*, i buchi della *zona P* si dirigono verso l'elettrodo di sinistra a potenziale negativo e gli elettroni della *zona N* verso l'elettrodo di destra a potenziale positivo; in ambedue i casi si allontanano dalla giunzione *P-N*. Questi movimenti hanno presto termine (fig. II): perchè nella *zona P* non vi sono praticamente elettroni, e perciò gli elettroni della *zona N* che si allontanano dalla giunzione non possono essere sostituiti con elettroni provenienti dalla *zona contigua (P)*. Analogo discorso va fatto per i buchi nella *zona N* che si allontanano dalla giunzione non potranno essere sostituiti. In altre parole il cristallo non conduce in questa direzione a cui si dà pertanto il nome di *senso inverso*. Se però viene invertita la connessione alla batteria (fig. III) i buchi della *zona P* e gli elettroni della *zona N* si dirigono verso la giunzione, di conseguenza in questa direzione, che viene denominata *senso diretto*, si stabilirà un flusso continuo di corrente (fig. IV). (I termini giunzione *P-N* ed *N-P* sono equivalenti e verranno usati indifferenzialmente).

Grazie a questa spiegazione semplificata dei processi che si verificano nel diodo a cristallo, risultano evidenti gli effetti provocati dall'inversione delle polarità della batteria ed è anche immediatamente accertabile quale dei due sensi di conduzione del diodo sia il diretto, e quale l'inverso. Appare ovvio quindi che per ottenere la conduzione diretta del diodo, il polo positivo della batteria deve essere connesso alla *zona P*.

(continua)



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

AMPLIFICATORE BF A TRANSISTORI SENZA TRASFORMATORI

Nello schema di fig. 1 è riprodotto un amplificatore a transistori, realizzato senza alcun trasformatore, capace di fornire una potenza d'uscita di 1,5 W su di un carico di 7Ω con una eccellente qualità di

riproduzione. L'amplificatore fa uso di 8 transistori di tipo corrente: quello d'entrata è un OC75, collegato in collettore comune, funzionante come adattatore d'impedenza. Se ne ottiene infatti una elevata impedenza d'entrata che permette l'uso di un potenziometro di valore elevato.

Viene infatti usato un potenziometro

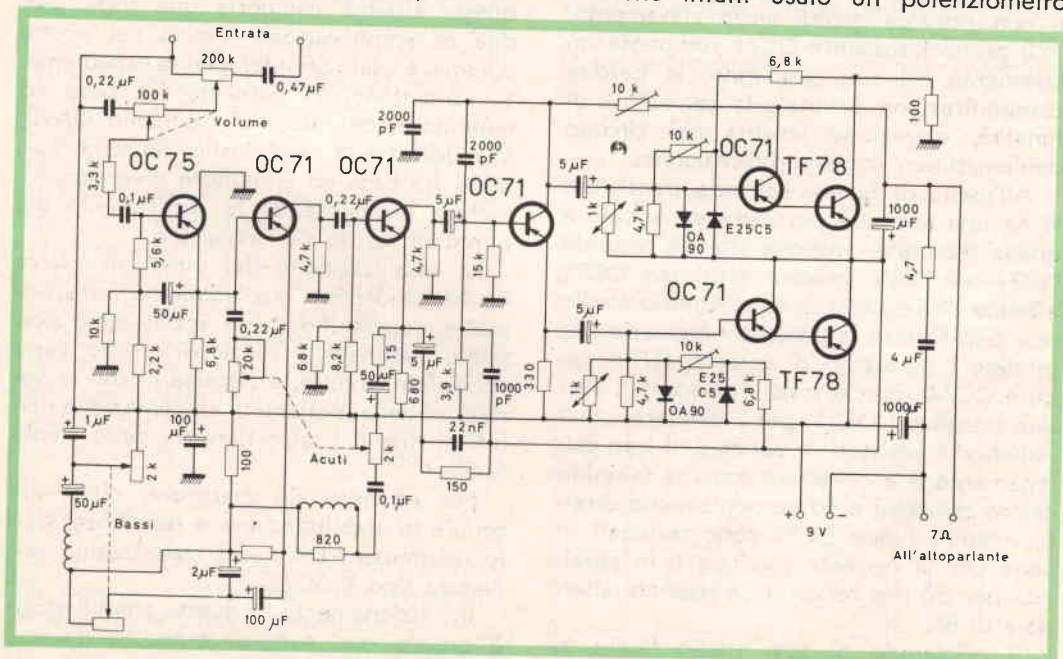


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore BF a transistori senza trasformatore.

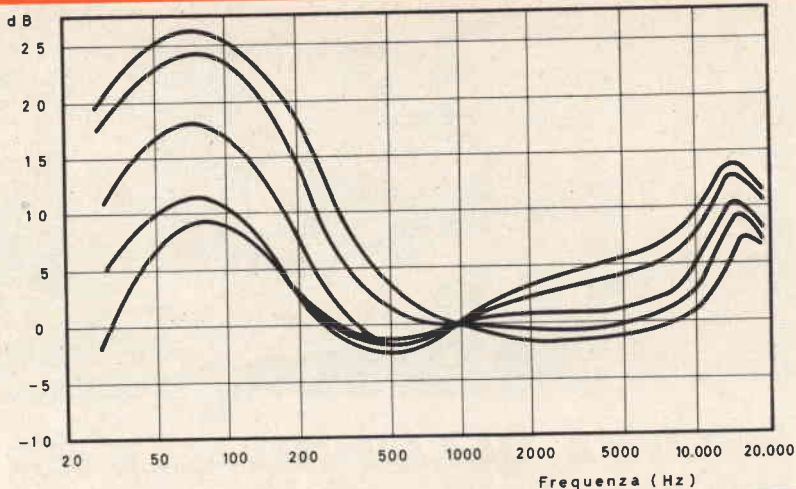


Fig. 2 - Curve di risposta dell'amplificatore ottenute per diverse posizioni del potenziometro volume-ono.

doppio, ai 100 e di 200 k Ω , allo scopo di adattare la curva di risposta alla curva fisiologica dell'orecchio, utile specialmente nel funzionamento a basso volume. Il collegamento fra l'OC75 e il primo stadio amplificatore è ad accoppiamento diretto e non provoca quindi alcun sfasamento.

Il primo transistor OC71 compensa interamente col suo guadagno, la perdita d'amplificazione dovuta alla correzione di tonalità, correzione inserita nel circuito dell'emettitore come controreazione.

All'uscita di questo secondo transistor si ha una tensione praticamente eguale a quella d'entrata, tensione che un secondo OC71 amplifica, mentre un terzo OC71 effettua l'inversione di fase. Questo stadio non può fornire la potenza necessaria per pilotare i transistori di potenza (TF78 oppure OC74), perciò sono stati adottati altri due transistori OC71, per precedere i due rispettivi transistori di potenza. Il loro collegamento è a collettore comune (amplificatore catodico) e ad accoppiamento diretto, mentre i due OC74 sono collegati in serie per la corrente continua e in parallelo per ciò che concerne la corrente alternata di BF.

Il pilotaggio di uno stadio finale in classe B mediante collegamento RC, evitando cioè il trasformatore, presenta un

ostacolo. In effetti, il punto di funzionamento dello stadio si sposta in conseguenza dell'aumento della corrente di base. Il dannoso effetto può essere ridotto collegando in parallelo fra base ed emettitore una resistenza di basso valore. Purtroppo questo sistema comporta una forte perdita di amplificazione. Perciò nel nostro schema, è usato un interessante espediente. Si connettono, in parallelo fra base ed emettitore, dei diodi al germanio OA90, in modo che la caratteristica tensione/corrente fra base ed emettitore divenga simmetrica compensando lo spostamento del punto di lavoro dei transistori.

La stabilizzazione del punto di lavoro è una condizione assolutamente indispensabile, soprattutto in un apparecchio portatile, destinato a funzionare sotto varie condizioni. Inoltre, è necessario che le variazioni della tensione di alimentazione non influenzino il comportamento dello stadio finale.

Per ottenere ciò occorrono oltre alle cellule di stabilizzazione a resistenza, delle resistenze VDR e dei raddrizzatori miniatura tipo E25C25.

Il funzionamento di questo amplificatore è quanto mai soddisfacente. La gamma delle frequenze riprodotte si estende da 50 Hz a 15 kHz.

La fig. 2 mostra le curve ottenute per diverse posizioni del potenziometro (volume e correttore di tono). Le estremità dello spettro di frequenza sono tanto più accentuate, quanto più bassa è la potenza d'uscita.

CONVERTITORE REGOLABILE PER FLASH

(da « Toute l'Electronique » Nov. 1963)

Qualche nozione elementare sul funzionamento dei flash

Il principio fondamentale su cui si basano i lampeggiatori elettronici usati in fotografia consiste nell'immagazzinare una certa energia in un condensatore C_1 (fig. 1) di alto valore capacitivo ($1500 \mu\text{F}$) collegato in parallelo al tubo lampeggiatore.

L'innesco del tubo, che normalmente richiederebbe una tensione elevatissima, è reso possibile a tensioni molto inferiori grazie ad un elettrodo ausiliare alimentato da un piccolo trasformatore con rapporto in salita. Il condensatore C_2 ($0,25 \mu\text{F}$) viene caricato dalla sorgente di corrente continua attraverso la resistenza R ($470 \text{ k}\Omega$).

Nel momento in cui il lampeggiatore viene usato, i due capi del circuito segnati « Sync. » vengono cortocircuitati e la capacità C_2 si scarica nel primario di T . Al secondario si ha quindi un impulso di qualche migliaio di volt che, applicato all'elettrodo ausiliario, provoca l'innesco del lampo. Il condensatore C_1 può allora scaricarsi sugli elettrodi principali del tubo e se ne ottiene un lampo della durata di circa un millesimo di secondo.

Il condensatore serbatoio può essere caricato in vari modi; nel nostro caso è stato scelto per questa funzione un convertitore a transistori, caratterizzato da un sicuro funzionamento e da un limitato ingombro.

Il convertitore

Il convertitore è un dispositivo elettronico capace di trasformare una bassa tensione continua in un'alta tensione continua. Per raggiungere questo scopo si genera un segnale di bassa frequenza mediante un oscillatore bloccato e la tensione che

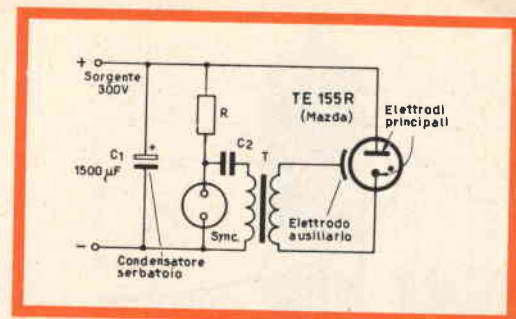


Fig. 1 - Circuito di comando di un lampeggiatore elettronico.

se ne ottiene viene elevata da un trasformatore e quindi raddrizzata (fig. 2).

L'avvolgimento primario $n1$ si comporta come un'induttanza fra le cui estremità sia stata applicata la bassa tensione. Il secondario $n3$ è a circuito aperto, essendo il diodo polarizzato in senso inverso.

La corrente del collettore del transistor SFT 212 (AD140 Philips) cresce fino al valore di $I_c \text{ max}$ dovuta al circuito di base e alla curva di saturazione del circuito magnetico. Al circuito di base perviene la tensione indotta nell'avvolgimento $n2$ accoppiato ad $n1$. Nel punto di saturazione la variabilità della corrente del collettore diminuisce di

$$\frac{dI}{dt} \rightarrow 0$$

di modo che la tensione indotta nell'avvolgimento di resistenza $n2$ e la resistenza equivalente del transistore divengono altissime e si ha praticamente la brusca in-

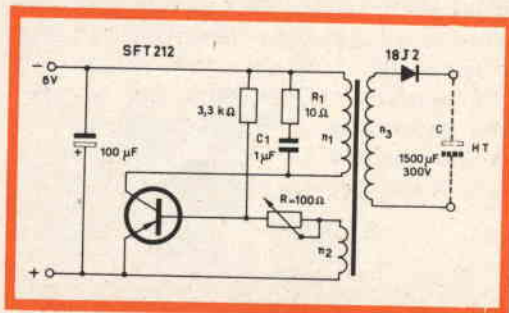


Fig. 2 - Schema elettrico di un convertitore elettronico.

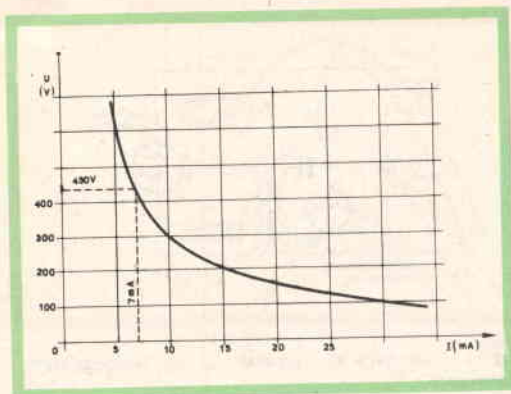


Fig. 3 - Variazione della tensione in funzione della corrente riferita al convertitore utilizzato.

terruzione della corrente del collettore nell'avvolgimento primario n_1 .

Il cambiamento di senso della variazione di corrente nel collettore provoca una inversione della tensione fra le estremità dell'avvolgimento secondario n_3 e il diodo diventa conduttore. L'energia $\frac{1}{2} LI^2$ immagazzinata è riportata sul secondario e carica il condensatore.

Quando la tensione ai capi del raddrizzatore è nulla, il diodo cessa di essere conduttore e il secondario, essendo a circuito aperto, fa sì che il ciclo si ripeta.

Abbiamo visto che una brusca interruzione della corrente del collettore e la sovratensione che ne deriva può deteriorare il transistor. Per ovviare a ciò il secondario è stato shuntato con un circuito $R_1 C_1$, il cui scopo è quello di appiattire le punte di tensione.

La polarizzazione di base è regolabile e in tal modo è possibile fissare l'oscillazione alla frequenza che dà il miglior rendimento e contemporaneamente regolare il tempo di carica del condensatore.

Il trasformatore è stato previsto per una potenza di 3 W e, considerando il rendimento pari al 70%, la potenza assorbita alla batteria non deve oltrepassare

$$\frac{3 \times 100}{70} = 4,3 \text{ W}$$

vale a dire una corrente di $4,3/6 = 0,715 \text{ A}$ per una batteria di 6 V.

Il regolatore

Il regolatore che descriviamo qui di seguito è destinato a mantenere costante la tensione ai capi del condensatore serbatoio. Se il convertitore non fosse opportunamente regolato, la tensione ai capi del condensatore crescerebbe fino ad un valore dipendente sia dalle caratteristiche del convertitore, sia dalla corrente di fuga del condensatore.

La curva di fig. 3 mostra la variazione della tensione in funzione della corrente. Come si vede, se la corrente di fuga è di 7 mA, la tensione può salire fino a 430 V, quando la capacità sarà completamente carica. Questo fatto presenta tre inconvenienti:

1 - Il condensatore, previsto per una data tensione massima di lavoro, può cortocircuitarsi.

2 - Non si conosce con esattezza l'energia immagazzinata dal condensatore e per conseguenza il valore del numero guida resta incerto.

3 - Il condensatore dissipa una certa energia dopo di aver raggiunto la sua carica nominale (nel nostro caso 700 mA con 6 V), quindi esaurimento più rapido dell'accumulatore.

Per ovviare a questi inconvenienti si è fatto ricorso ad un sistema elettronico. Esso consiste in un relé che interrompe l'alimentazione del convertitore quando il condensatore raggiunge la sua carica nominale. Il relé è comandato da un amplificatore a transistori, (SFT 353 o AC 125 Philips) pilotato da un tubo al neon (fig. 4).

Quando un certo livello di tensione, regolabile mediante P al valore massimo di 300 V, viene raggiunto, il tubo al neon si accende e diventa conduttore, chiudendo il circuito base di T1 con il cursore di P1. Il carico R1 di questo transistor è costituito da una resistenza collegata in serie con un termistore, che stabilizza il punto medio di funzionamento dell'amplificatore a corrente continua.

Il transistor T1, che si trova praticamente bloccato, diviene conduttore e il potenziale del collettore diminuisce (in va-

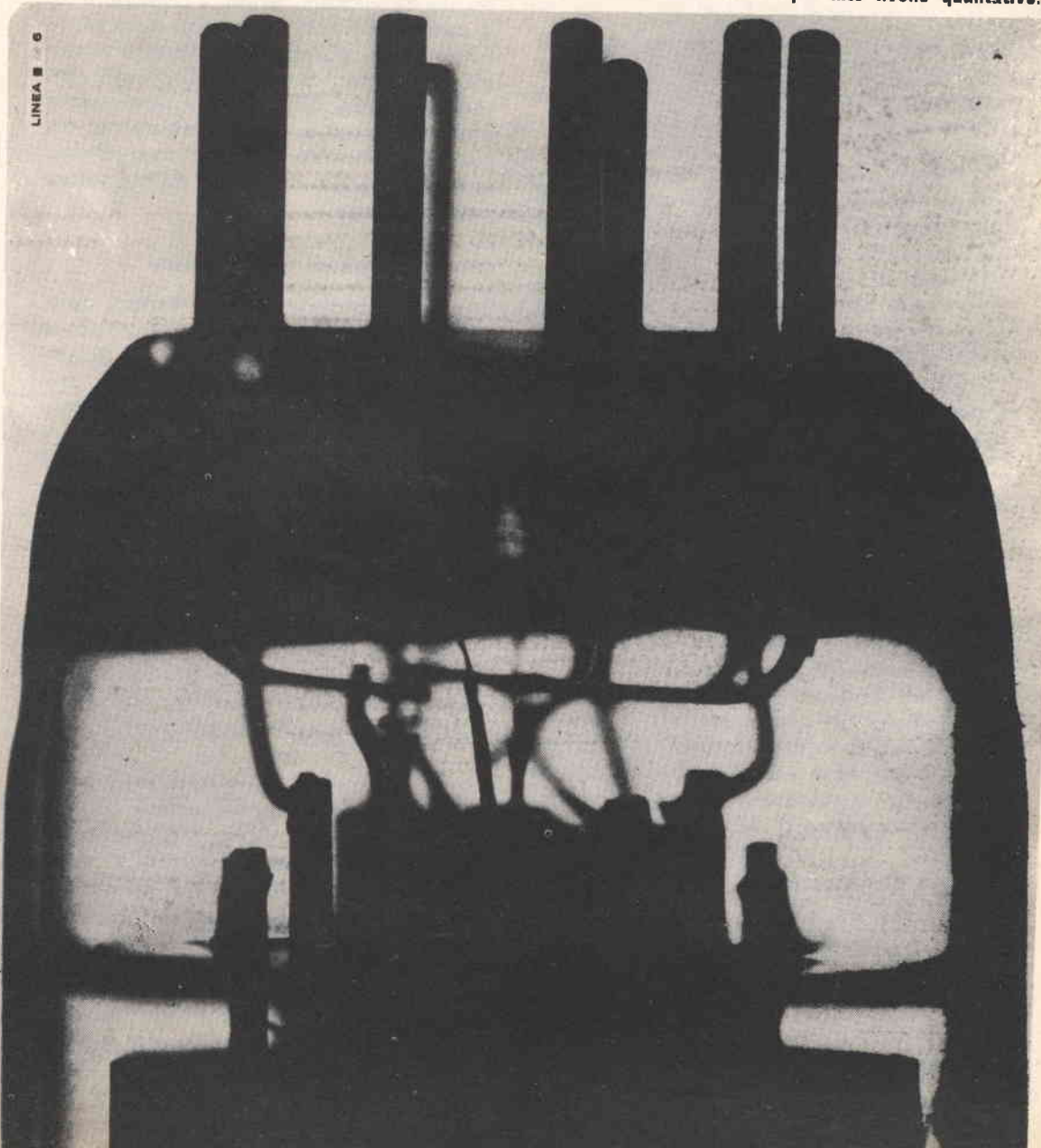
Ufficio Vendite - Milano viale F. Restelli, 5 - tel. 6881041



ATES

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

LINEA ■ 6



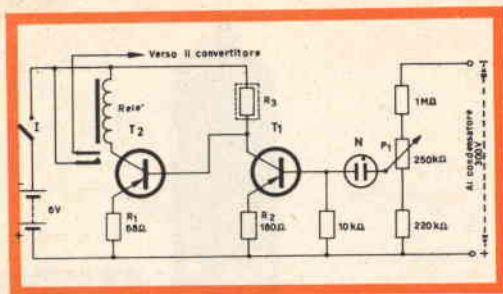


Fig. 4 - Schema elettrico del regolatore destinato a mantenere costante la tensione ai capi del condensatore serbatoio.

lore assoluto). Ne consegue un abbassamento del potenziale di base di T2 la cui corrente di collettore diminuisce fino al distacco del relé, inserito nel circuito collettore di T2.

Riepilogando, quando si accende la lampada al neon (quando cioè il condensatore ha raggiunto la sua carica nominale) T1 è bloccato (la base si trova a potenziale massa), T2 conduce e il relé si chiude, mettendo sotto alimentazione il convertitore finché non si riaccende il neon e così di seguito.

La tensione del condensatore oscilla dunque fra due valori che dipendono dalla tensione di accensione e di spegnimento del neon. Con il tipo di tubo al neon impiegato, la gamma di regolazione è di 20 V, vale a dire fra 290 e 310 V.

I transistori T1 e T2 sono del tipo per bassa frequenza con dissipazione di 200 mW. N è un tubo al neon con accensione a 70 V, che dissipa circa 0,3 mA. R è un relé da 100 mW, 240 Ω.

Nel nostro lampeggiatore il tempo di carica del condensatore è risultato di 15 sec e il tempo di scarica (da 310 a 290 V) di 70 sec. Il regolatore consente di conseguire una forte economia di corrente da parte del convertitore, mentre il suo consumo è soltanto di 10 mA.

Prova di temperatura.

Si sa che la corrente iniziale di un transistor aumenta in funzione della temperatura. Più precisamente, la corrente raddoppia per ogni aumento di 8 °C. Per con-

seguenza, l'effetto termico deve quindi essere stabilizzato.

A tale scopo le resistenze R1 ed R2, inserite sui collettori dei transistori T1 e T2, agiscono come una controreazione. Tuttavia questa sola compensazione non è sufficiente, mentre l'apertura e la chiusura del relé dipende essenzialmente dalla tensione del collettore del transistor T1. È perciò necessario stabilizzare questa tensione affinché il punto di scatto del relé non abbia a variare di troppo.

Se una parte della resistenza di carico di T1 (R1) è costituita da un terminale, la resistenza globale tende a diminuire e, la caduta di tensione restando costante, la tensione fra collettore e massa si trova ad essere stabilizzata. Facciamo osservare che la potenza del terminale deve essere molto superiore a quella dissipata nel circuito del collettore, in modo che, soltanto la temperatura ambiente agisca sul valore della resistenza.

Prove preliminari e regolazione

Allo scopo di determinare l'effetto della temperatura sui circuiti del convertitore e del regolatore, abbiamo sottoposto il lampeggiatore a differenti condizioni di temperatura, usando per R1 una sola resistenza lineare di 8,2 kΩ. Alla temperatura ambiente di 20 °C si sono avute le seguenti condizioni di funzionamento:

Gamma di regolazione = 20 V (da 290 a 310 V);

Tempo di carica = 7,5 sec. (da 290 a 310 V);

Tempo di scarica = 62 sec. (da 310 a 290 V);

Dissipazione totale = 710 mA.

Successivamente sono state eseguite altre due prove, rispettivamente a 50 °C e a 0 °C. Nel primo caso abbiamo notato che, per una buona regolazione, R1 doveva scendere al valore di 4,7 kΩ, mentre nel secondo caso il valore giusto è risultato di circa 10 kΩ. Ne consegue che se si vuole che il lampeggiatore possa funzionare entro limiti di temperatura com-

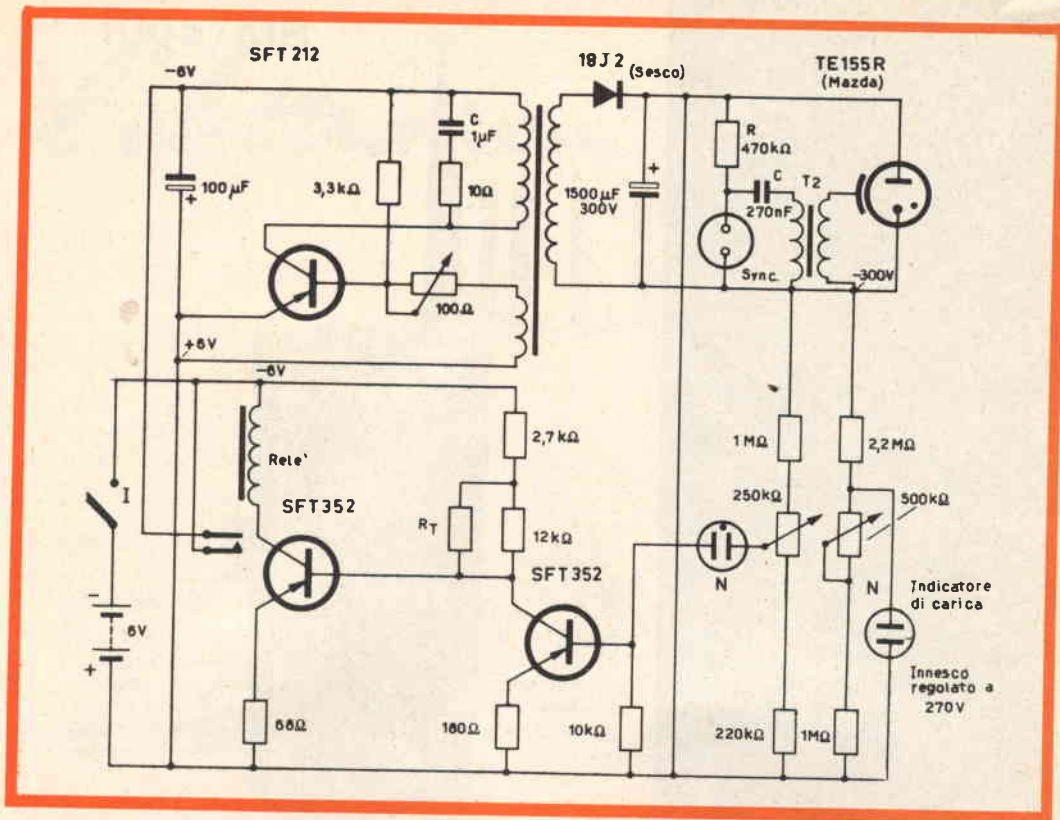


Fig. 5 - Schema elettrico completo del convertitore regolabile per flash.

presi fra 0 °C e 50 °C è necessario che la regolazione del convertitore sia tale da limitare il consumo a 600 mA; che la resistenza di carico R3 segua una variazione corrispondente ai valori rilevati nel corso delle tre prove.

Un termistore shuntato da una resistenza, avente in serie una seconda resistenza, ha dato risultati soddisfacenti, assegnando ad R3 una variabilità resistiva adatta. Il termistore è un tipo del valore di 4,7 kΩ a 20 °C.

Realizzazione

Tanto il convertitore come il regolatore sono montati su due piastrine isolanti di 2 mm di spessore, la prima di 11 x 6 cm, la seconda di 5,5 x 10 cm. Se ne ottiene un montaggio compatto, come è desiderabile in un apparecchio portatile.

Lo schema completo del convertitore e del sistema di regolazione, unito al circuito di innesco ed all'indicatore di carica, è visibile in fig. 5.

I. Andreini

È stato progettato dal Laboratorio Jet Propulsion, un centro per i voli spaziali che costerà da 12 a 15 milioni di dollari. Il suo scopo sarà di guidare, dopo il lancio, le sonde lunari e planetari senza equipaggiamento.

SM\4001

La descrizione di questo modello è pubblicata sul N. 9-1963



IL RADIOTELEFONO RAYSTAR

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

DA MONTARE AL PREZZO
NETTO DI L. **18.000** la coppia

DETTO PREZZO SI INTENDE
NETTO FRANCO MILANO



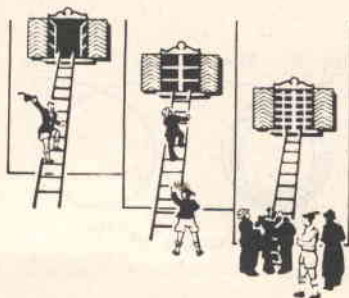
MILAN - LONDON - NEW YORK

L'elettronica

ILLUSTRATA

LA RESISTENZA

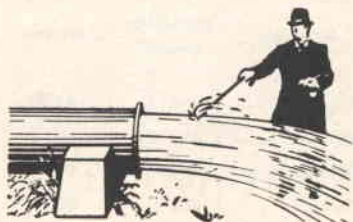
Caro lettore, mi sai dire dove nella vita non si incontri qualche « resistenza »? Nel lavoro, in ufficio, in famiglia, troviamo cose, persone, che più o meno ci contrastano. Un altro esempio è quello illustrato in questa figura dove più la finestra è alta e maggiore è la fatica che si deve fare per raggiungerla.

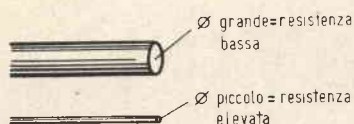


Un tubo di gomma offre una certa resistenza all'acqua che circola in esso. Se questa resistenza è grande potrà passare solo poca acqua; ciò potrebbe verificarsi, per esempio, se qualche monello schiacciasse il tubo.

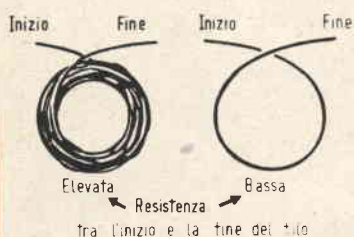


Se il diametro di un tubo conduttore di acqua è molto grande la resistenza sarà piccola, e di conseguenza, scorrerà in esso una grande quantità di acqua.

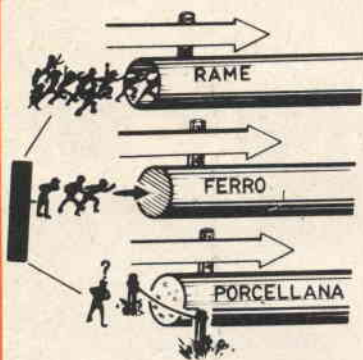




La corrente elettrica che scorre nei fili conduttori si comporta come l'acqua del tubo cioè: se il filo è di diametro piccolo, la resistenza sarà grande, e di conseguenza, la corrente sarà di piccola intensità; se il filo è di diametro grande, la resistenza sarà piccola, e conseguentemente, si avrà una corrente molto intensa.



Il valore della resistenza che offre un conduttore al passaggio sia dell'acqua che della corrente elettrica, non dipende soltanto dalla sezione del tubo o del conduttore ma anche dalla sua lunghezza: più un tubo è lungo maggiore sarà la resistenza che l'acqua incontra per attraversarlo: così, per la corrente elettrica, più il conduttore è lungo e maggiore sarà la resistenza che gli elettroni (la corrente elettrica è fatta di elettroni) incontreranno per attraversarlo.



Nella valutazione del valore della resistenza elettrica, entra inoltre in gioco un altro fattore (che non determina invece il valore della resistenza che incontra l'acqua che scorre in un tubo), e cioè: la natura del materiale di cui è fatto il conduttore.

A parità di diametro e di lunghezza infatti, una corrente elettrica incontra una diversa resistenza (resistenza specifica) a seconda se il conduttore è di rame o di ferro. Il conduttore di rame in particolare offre al passaggio della corrente elettrica una resistenza molto più bassa di quella offerta dal conduttore di ferro. Si dice anche che il rame ha una maggiore « conducibilità » del ferro.

La conducibilità è l'inverso della resistenza specifica per cui un conduttore che ha un valore di conducibilità elevato ha corrispondentemente un valore di resistenza specifica basso.

TABELLA - RESISTENZA SPECIFICA E CONDUTTANZA DI ALCUNI METALLI

Materiale	Resistenza specifica	Conduttanza
Argento . . .	0,016	62,5
Rame	0,0175	57
Alluminio . . .	0,033	30
Ferro	0,1	10
Costantina (filo per resistenze)	0,5	2

Ecco alcuni metalli ordinati secondo la loro conducibilità; abbiamo in testa l'argento (che ha la maggiore conducibilità e quindi minore resistenza) seguito dal rame, dall'alluminio, dallo zinco e dal ferro che di questi quattro metalli è quello con più bassa conducibilità e quindi più elevata resistenza.

Ci sono alcuni materiali, come la carta, il vetro, la porcellana, la gomma, la lana, la seta e alcune vernici che offrono al passaggio della corrente una resistenza così forte da non essere affatto attraversati da essa.

Questi materiali vengono chiamati « isolanti » in contrapposizione ai precedenti che sono invece chiamati « Conduttori ».

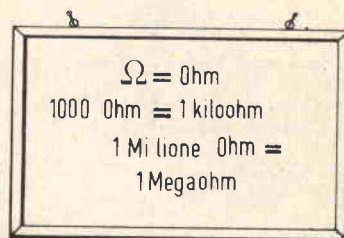
In elettricità hanno una grande importanza (non come i conduttori) e servono appunto per « isolare » i conduttori veri e propri.

Per esempio, non si potrebbe usare fili di rame « nudi » nelle comunicazioni telefoniche e telegrafiche, se i supporti dei fili (fatti di porcellana e chiamati isolatori) non li isolassero dal palo e quindi dal terreno.

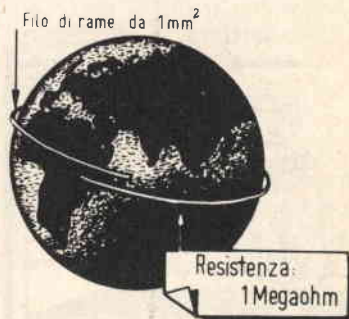


La resistenza elettrica si misura in « Ohm » (che si abbrevia con la lettera grande Ω , omega).

I valori di resistenza molto elevati vengono misurati in kilohm, vale a dire 1000 Ω ($k\Omega$) oppure in Megaohm, corrispondente ad 1.000.000 Ω ($M\Omega$).



Un filo di rame lungo 57 metri e con una sezione di 1 mm^2 offre al passaggio della corrente la resistenza di 1Ω . Un filo dello stesso materiale e dello stesso diametro ma lungo tanto quanto occorrerebbe per girare intorno all'equatore avrebbe una resistenza elettrica di $1 M\Omega$. (Sarebbe più esatto dire: il filo dovrebbe essere lungo 57 milioni di metri).



Abbiamo imparato a conoscere la TENSIONE, la CORRENTE e la RESISTENZA. Queste tre grandezze sono legate da una relazione molto importante (Legge di Ohm) che si annuncia così:

« Per aumentare » l'intensità di una corrente o si aumenta la tensione o si diminuisce la resistenza del conduttore.

Oppure:

« Per diminuire » l'intensità di una corrente o si diminuisce la tensione o si aumenta la resistenza del conduttore.

Questa legge fondamentale dell'elettrotecnica potrebbe esemplificarsi molto approssimativamente in questo modo:

C'è una importante partita di calcio tra due note squadre: la « tensione » è grande, e il numero di perso e (corrente) che va a vedere è parimenti grande.



Grande corrente (di uomini), perché
c'è una grande « tensione »



Esigua corrente (di uomini) perché la „tensione“ è nulla

◀ Viceversa, se allo stadio si svolge una partita tra due squadre di poco valore, la « tensione » è ridotta e il numero di persone (corrente) che andrà a vedere questa partita sarà insignificante.



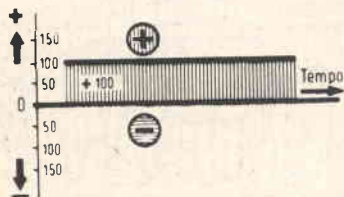
Esigua corrente (di uomini), perché la „resistenza“ (biglietto) è elevata

◀ La partita è abbastanza interessante, ma il biglietto è molto caro (resistenza elevata) per cui anche il numero di persone (corrente) sarà molto scarso.



◀ LA CORRENTE ALTERNATA

Fin qui ci siamo occupati solo della corrente « continua ». Nelle nostre case però la corrente è « alternata ». D'ora in avanti ci occuperemo quasi esclusivamente di essa, mostrandone le più importanti proprietà e applicazioni.



◀ La corrente continua può percorrere un conduttore o sempre in un senso o nell'altro a seconda della polarità della sorgente di tensione continua applicata alle estremità del conduttore. Una volta effettuato il collegamento la « direzione e l'intensità della corrente » rimangono invariate, perchè la tensione, essendo continua, mantiene sempre lo stesso valore.

Graficamente, la corrente continua viene rappresentata mediante una linea retta che può trovarsi o sopra o sotto l'asse zero (0) a seconda di come viene collegata la sorgente di tensione continua ai capi del conduttore.

panorama radiofonico



Essendoci stato richiesto da molti nostri lettori riprendiamo la pubblicazione della rubrica PANORAMA RADIOFONICO nella quale passeremo in rassegna tutte le stazioni radiofoniche dei principali stati del mondo a cominciare dall'Europa.

In linea di massima la segnalazione delle stazioni ad onda media, televisive e FM sarà limitata a quelle europee. Quando sarà possibile verrà pure pubblicato l'orario di emissione dei notiziari in lingua italiana.

L'indirizzo delle singole amministrazioni è molto utile dato che serve per l'invio di eventuali rapporti di ascolto i quali generalmente sono ricambiati da parte degli enti interessati con delle QSL di ringraziamento.

Le frequenze relative alle onde medie e a quelle corte sono indicate in kHz, quelle relative alle stazioni TV o FM in MHz.

CECOSLOVACCHIA

Amministrazione: Československý Rozhlas, Vinohradská, 12 PRAHA 2.

ONDA MEDIA (in kHz) - Uherské Hradiště 272; Praha I, Liblice 638; Banská Bystrica, Bratislava II, Kosice II, Usti, 701; Brno-Plzeň 953; Bratislava I 1097; Kosice I e gruppo 1232; Praha II, melnik 1286; Brno II e gruppo 1484; Ceske B. e gruppo 1520, Olomouc, Ostrava 1594.

ONDA CORTA (in kHz) - 5930, 6055, 6005, 6135, 7345, 9505, 9550, 9795, 11725, 11905, 11945, 11990, 15285, 15420, 15448, 17750, 17830, 21450.

NOTIZIARI IN LINGUA ITALIANA: 1300-1345 ÷ 6055; 1800-1830 : 5930, 7345; 1930-2000 : 1286.

FM: esistono stazioni fm a: Banská Bystrica, Bratislava, Brno, Ceske B; Kosice, Ostrava; Pardubice, Plzeň; Poprad; Praha, Usti n. Labem; Zilina ed altre in via di attuazione.

TELEVISIONE: (Československý Televize, M. Gorkeho, 29 PRAHA 1) - trasmettitori principali: (canale) Boemia centrale 1; Boemia del Nord 12; Boemia dell'Est 6; Boemia del Sud 2; Boemia dell'Ovest 10; Moravia del Sud 9; Moravia del Nord 1 (1 = 48,5/56,5, 2 = 58/66; 6 = 174-182; 9 = 198/206; 10 = 206/214; 12 = 222/230).

Inoltre sono in funzione circa 180 convertitori/ripetitori ciascuno della potenza di 0,3/0,5 W allo scopo di rendere possibile la ricezione televisiva in tutto il paese.

CITTÀ DEL VATICANO

Amministrazione: Radio Vaticana, Città del Vaticano.

ONDA MEDIA: 782 e 1529.

ONDE CORTE: 6145, 6190, 7235, 7240, 7250, 9540, 9645, 9675, 9740, 11740, 11880, 11925, 15120, 15190, 17720, 17840, 17860, 17780, 21490, 21515, 21520, 25780.

FM: (MHz) 93,300 e 96,300.

NOTIZIARI IN LINGUA ITALIANA: 1430-1445: 1519; 11740, 9645, 7250, 6190; 1930-1945: 1529, 11740, 9645, 7250, 6190. 2230-2245: 1529. Alle ore 17.00 del solo venerdì: 1529, 11740, 9645, 7250, 6190.

Effettua giornalmente trasmissione per l'Europa, l'Africa, l'Asia, l'America e l'Australia.

DANIMARCA

Amministrazione: Radio Denmark, Radiohuset, Rosenornsselle 22, Copenhagen.

ONDA MEDIA: Kalundborg I 245; Kalundborg II 1061, Kobenhavn, Herst., Skive, 1430. Aalborg, Kobenhavn, Tonder 1484. Esbjerg 1594.

ONDE CORTE: 6060, 9520, 15265 ed eventualmente 7260, 15320.

Non effettua notiziari in lingua italiana.

FM: dispone di una trentina di trasmettitori per FM che trasmettono i tre programmi locali.

TELEVISIONE: (canale europeo) Aalborg 5 o, Aarhus 8 o, Bornholm 5 o, Frederikshavn 8 v, Fyn 3 o, Koebnhavn 4 o, Kolding 9 o, Soenderjylland 7 o, Sydsjaelland 6 o, Vejle 5 v, Vestjylland 10 o.

FAROE (isole)

Amministrazione: (territorio danese) Torshavn Faroe Is.

ONDE MEDIE: Torshavn 584.

FINLANDIA

Amministrazione: Union Inkatu, 16, Yleisradio, Helsinki.

ONDA MEDIA: Lahti 254, Oulu 433, Joensuu 520, Helsinki I 557, Kuopio 755, Ylivieska 836, Turku I 962, Vaasa 1241, Helsinki II, Turku II, 1412, Tampere 1421, Pietarsaari, Pori, Tammisaari, Tampere, Turku II, 1484.

ONDE CORTE: 9555, 11805, 15185, 15190, 6120.

FM: dispone di circa 70 trasmettitori FM dislocati su tutto il territorio.

TELEVISIONE: (canale e polarizzazione) Hameenlinna 5 o, Hanko 11 v, Helsinki 6 o, Helsinki 24 o, Joensuu 11 o, Joutseno 10 o, Jyväskylä 11 o, Karhula 5 v, Karkkila 7 v, Kemi 3 o, Kokkola 7 o, Koli 8 o, Kouvola 5 o, Kuopio 7 o, Iisalmi 5 o, Lahti 9 o, Lapua 5 o, Lohja 11 o, Mantyhärju 7 o, Mikkeli 6 v, Oulu 7 v, Pori 9 o, Porvoo 11 o, Rauma 5 o, Riihimäki 11 o, Savonlinna 8 o, Tammela 10 o, Tammisaari 5 o, Tampere 8 o, Turku 7 o, Ylivieska 9 o.

Non esegue notiziari in lingua italiana.

FRANCIA

Amministrazione: Radiodiffusion-Télévision Française, Maison de la Radiotélévision 116, quai de Passy, PARIS 16.

ONDE MEDIE: (kHz) - Allouis I, 164; Bayonne 2, 539; Paris 3, 584; Lyon I, 602; Marseille I, 674; Rennes I, 710; Limoges I, 791; Nancy I, 836; Paris I, 863; Toulouse I, 944; Paris IV, 962; Paris 2, 1070; Strasbourg I, 1160; Bordeaux I, 1205; Brest I, Lille II, Lyon II, Marseille II, Nancy II, Nice III, Rennes II, 1241; Strasbourg 2, 1277; Bordeaux II, Grenoble I, Limoges II, Nantes I, Toulouse II, 1349; Lille I, 1376; Brest II, Clermont Ferrand, Montpellier I, Nice II, Rouen, Pau, 1403; Amiens, Caen, Colmar, Dijon, Poitiers, Lorient, Reims, Grenoble, Montpellier II, Perpignan, 1484; Ajaccio, Brest, Marseille III, Strasbourg III, Toulouse III, Lorient, Reims, Saint-Brieuc,

Besançon, 1493; Nice I, 1554; Nimes I, Toulon, Metz, Mulhouse, 1594.

ONDE CORTE: 5955, 6145, 6175 (Paris inter e inter jeunesse), 7160, 7240, 7280, 9560, 9570, 9585, 9620, 9755, 11845, 11885, 11920, 15130, 15160, 15245, 17765, 17850, 21580, 21620.

Non esegue notiziari in lingua italiana.

MODULAZIONE DI FREQUENZA: La Francia possiede più di un centinaio di stazioni. Le principali sono le seguenti: PARIS INTER Toulouse 87,9; Carcassone 88,3; Bourges 88,5; Mans 89; Limoges 89,5; Besançon 90; Aurillac 91,9; Marseille 91,3; Dijon 93,7; Paris 93,3; Rennes 93,5; Gex 94,4; Lille 94,7; Mulhouse 95,7; Pic Ours 96,3; Rouen 96,5; Brest 97,8; Bordeaux 98,1; Troyes 97,9; Clermont 98,4; Nantes 98,9; Niort 99,4; Caen 99,6; Lyon 99,8; Metz 99,8.

HAUTE FIDELITE: Lille 88,7; Reims 89,2; Metz 89,7; Rennes 89,9; Mezieres 90,1; Toulouse 90,3; Nantes 90,6; Carcassone 90,9; Paris 90,3; Niort 91,1; Troyes 91,4; Toulouse 91,5; Mulhouse 91,6; Grenoble 91,8; Bourges 91,5; Rouen 92; Lyon 92,4; Mans 92,6; Besançon 92,9; Brest 93; Bordeaux 93,5; Marseille 94,2; Aurillac 94,5; Strasbourg 95; Clermont F. 95,5; Caen 95,6; Dijon 95,9; Vannes 96; Gex 96,7; Nancy 96,9; Toulon 97,1; Limoges 97,5; Pic Ours 99,6.

PROMOTION: Toulous 87,9; Pic Ours 88,7; Saint Raphael 88,7; Lyon 88,8; Gex 89,6; Clermont F. 90,4; Limoges 93; Epurges 94,9; Paris 97,6; Besançon 97,7; Reims 98,8; Marseille 99; Dijon 99,2; Caen 99,6.

FORZE AMERICANE IN FRANCIA: Bel Manoir 98,4; Bordeaux 92,5; Braconne 89,2; Brienne C. 94,2; Bussac 96,9; Captieux 92,8; Chalon M. 96,3; Chambley 95,2; Chateauroux 90,8; Chaumont 97,4; Chinon 93,4; Croix C. 93,8; Breux 99; Eatain 99; Evreux 99,4; Fointainbleu 98,1; St. Nazaire 99,8.

TELEVISIONE: **Canali dello standard francese** - F2 = 52,40-41,25; F4 = 65,55-54,40; F5 = 164,00-175,15; F6 = 173,40-162,25; F7 = 177,15-188,30; F8A =

= 185,25-174,10; F8 = 186,55-175,40; F9 = 190,30-201,45; F10 = 199,70-188,55; F11 = 203,45-214,60; F12 = 212,85-201,70; Canale 28 = 527,25-533,75.

Abreschviller 11; Ajaccio 4; Albertville 10; Alès 11; Algrange 12; Ambert 9; Amiens 11; Annecy 8; Apt 11; Arcachon 11; Arcens 2; Argeles G. 9; Argentat 7, Aereau 12, Arrens 12, Aubenas 6, Aubusson 12, Ault 7, Aurec 5, Aurillac 11, Autun 11, Auxerre 6, Barèges 8, Bar le Duc 12, Bastia 12, Bayonne 9, Beaujeu 5, Beauvais 5, Beaufort D. 11, Bedous 8, Besançon 5 e 4, Bolbec 5, Bordeaux 10, Boulogne sur M. 4, Bourg Argental 5, Bourges 9, Breil Sur R. 11, Brest 8, Brinçon 12, Caen 2, Cahors 8, Cannes 6, Carcassone 4, Cassis 4, Cazaux F. 8, Chanbéry 6, Champeix 11, Champs Tarentein 5, Châteauneuf bains 10, Chtailons Diois 6, Chaudes Aigues 5, Cherbourg 12, Condat 5, Courprier 9, Cours 7, Curnier 5, Dié 7, Dieppe 5, Digne 11, Dijon 10, Draguigna 11, Dunieères 5, Eglise-neuve E. 10, Epinal 12, Espalion 8, Eu 6, Evreux 5, Fécamp 6, Foix 6, Fumay 12, Fumel 10, Gap 11, Gérardmer 12, Gex 7, Givet 7, Givros 7, Grenoble 10, Hyères 4, Job 4, Joinville 11, La bourboule 9, Labroquère 12, La Grand Combe 12, Lalinde 6, La motte Avill. 5, La Mure Château Vieux 6, Laroquebru 8, Le Bourg Oisans 11, Le Creuset 11, Le Blanc 11, L'Hopitalet Près Andorre 11, Le Havre 7, Le Mans 12, Le Mont Doré 12, Le Puy 10 e 5, Le Thillot 11, Lillebonne 8, Lille 8A, Limoges 2, Lisieux 6, Lodève 11, Longuyon 12, Longwy 12, Lons le Saunier 6, Lourdes 11, Lourdes Béout 11, Luz 12, Lyon 5 e 12, Marseille 8, Mas de Azil 8, Mauleon 10, Megève 7, Menat 12, Menton 11, Metz 6, Mévières 8A, Millau 12, Monistrol Allier 10, Monistrol Loire 7, Montélimar 5, Montluçon 12, Monthermé 11, Montmelian 5, Moyen moutier 12, Mulhouse 8, Munster 6, Murat 5, Nancy 7, Nantes 4, Nantua 6, Neufchâteau 12, Niort 7, Nice 11, Nolay 5, Nyons 11, Olliergues 10, Oloron Marie 12, Paris 8A, Paris 22 (479,25-485,75); Perros G. 12, Perpignan 12, Perigueux 12, Pierefort 8, Poix 6, Pontarlier 5, Pontaumur 11, Privas 5, Reims 5, Remiremont 11, Rennes 5, Revin 9, Riom Montagnes 9, Rodez 8A, Roque-

fort Soulzon 9, Rouen 10, St. Anthème 7, St Avold 12, St Chely A 11, St Dié 12, St Etienne 8, St Foy Argentièrre 7, St Flour 9 e 12, St Front Lemance 5, St Geniez Olt 7, St Gervais 9, S. Julien B. 10, S. Jean Port 12, St Gervais les bains 9, St Girons 11, St Jean Royans 9, St Lary 6, St Laurent au Pont 8, St Mihiel 12, St Peray 7, St Ramberg Bug 6, St Valery Caux 5, Salins 5, Sarlat 6, Sarrebourg 12, Sarreguemines 12, Santillieu 7, Saulnes 7,

Schirmeck 9, Senones 11, Sens 11, Serrière A 7, Sospel 12, Souillac 10, Strasbourg 5, Tarare 9, Tarascon sur Ariège 11, Tardets Sorholus 4 (11), Tenay 5, Tende 7, Toulon 11, Toulouse 5 e 10, Troyes 2, Tulle 5, Val Ajol 7, Vallon 10, Vannes 12, Verdun 12, Vertolaye 11, Vienne Tour de Pipet 5, Villafranche Rouergue 7, Villeneuve sur Lot 12, Villars Doron 8, Vic Cere 1 7, Il 12, Villerupt 11, Vireux 11, Vittel 12, Viviez 8, Voiron 7.

PSICHIATRIA ED ELETTRONICA

È in fase di studio presso la Stanford University, California, il più strano paziente che i medici abbiano mai avuto a loro disposizione. Si tratta del calcolatore elettronico 7090 in dotazione al Centro di Calcolo della Stanford.

Il professor Kenneth M. Colby, docente di psicologia presso l'Università, ha compilato un programma di elaborazione che rispecchia le ansietà e le indecisioni di una donna nei confronti degli uomini. Seguendo questo programma, il calcolatore elettronico reagisce come un vero paziente. Le domande e le risposte sono scritte in un linguaggio tecnico detto Subalgol, preparato apposta dal Centro di Calcolo. Il Subalgol comprende due soli generi di parole: sostantivi e verbi.

Al presente, il paziente elettronico ha un vocabolario di 275 parole e un bagaglio mentale di 105 « credo ». Determinati raggruppamenti di parole formano un « credo », e determinati gruppi di « credo » formano un complesso.

Se lo psichiatra chiede allo pseudo-paziente qualcosa in contrasto con i « credo » di un complesso, il calcolatore risponde con un segnale di pericolo: l'ansietà. Se l'ansietà non è troppo forte, il paziente elettronico cerca di modificare la frase dello psichiatra in modo da adattarla alle proprie convinzioni. Se ci riesce, si crea una distorsione mentale. Se invece il nuovo « credo » è in contrasto con altri preesistenti, si verifica un aumento dello stato ansioso. Il calcolatore cerca allora altri accostamenti, in modo da trovare una soluzione accettabile del problema.

Benchè questa singolarissima applicazione del calcolo elettronico sia ancora in uno stadio che gli ideatori definiscono « infantile », offre già dei vantaggi la cui importanza aumenterà di pari passo con il perfezionarsi del sistema.

Se, ad esempio, il calcolatore reagisce malamente ad una domanda, si può cancellarla completamente ed impostare diversamente il problema come se la domanda offensiva non fosse mai stata posta. È chiaro che con un paziente normale ciò non sarebbe possibile. La docilità di questo inusitato paziente si dimostrerà molto utile per esercitare gli studenti di psicoterapia. Finora, essi hanno fatto pratica su pazienti veri, ottenendo talvolta risultati avvilenti e creando sovente situazioni imbarazzanti per ambo le parti.

Ma, per il professor Colby, il vantaggio maggiore offerto dalla combinazione uomo-macchina è la possibilità di sperimentare all'infinito, sfruttando la immensa capacità elaborativa del mezzo elettronico. Con questa nuova applicazione, gli psichiatri potranno ricreare qualunque tipo di « credo » distorto, studiarne il nascere, la resistenza alle modifiche ambientali, l'incompatibilità con altri « credo » e così via.

Gli psichiatri della Stanford University intendono trovare, con l'aiuto del programma di elaborazione del professor Colby, dei metodi efficaci per provocare mutamenti nei singoli pazienti.

Negli ultimi trent'anni i risultati ottenuti in questo campo sono stati estremamente scarsi e gli scienziati sperano vivamente di ottenerne di migliori facendo appello alle più rivoluzionarie scoperte delle scienze matematiche.

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. TROIANI S.

Filtro di ingresso per amplificatore

In figura 1 riportiamo lo schema di un preamplificatore il quale con un particolare sistema di controreazione posto fra la placca del secondo triodo ed il catodo, assicura un responso lineare sulla gamma 20-20.000 Hz. Tre distinte reti di equalizzazione corrispondenti, alle prime tre posizioni del selettore, consentono di ottenere una perfetta riproduzione di tutti i dischi in commercio. La quarta posizione serve per il collegamento radio o del sintonizzatore, e la quinta per la riproduzione delle registrazioni su nastro. Il segnale, così dosato, giunge alla rete che controlla i toni alti e quelli bassi dopo di che viene avviato all'amplificatore. I valori dei vari componenti sono stati indicati direttamente sullo schema. Naturalmente quella parte del circuito che si riferisce alla equa-

lizzazione ed al controllo dei toni alti e bassi può essere applicata anche all'amplificatore in suo possesso. Tutto il materiale necessario per la costruzione di tale preamplificatore può essere acquistato presso le sedi G.B.C.

Sig. Cap. LONGO I. - Verona

Caduta di tensione

Per l'alimentazione dell'apparecchio di telecomando al quale fa riferimento, potrebbe senz'altro far ricorso alla resistenza del valore indicato, scegliendola del tipo da 15 W. Però, anche in considerazione del fatto che in avvenire tutte le reti elettriche dovranno essere unificate a 220 V, mi pare che la soluzione più semplice sarebbe quella di usare un autotrasformatore del tipo G.B.C. H/546 da 200 W (oppure H/547 da 250 W, a seconda del tipo di televisore che deve alimen-

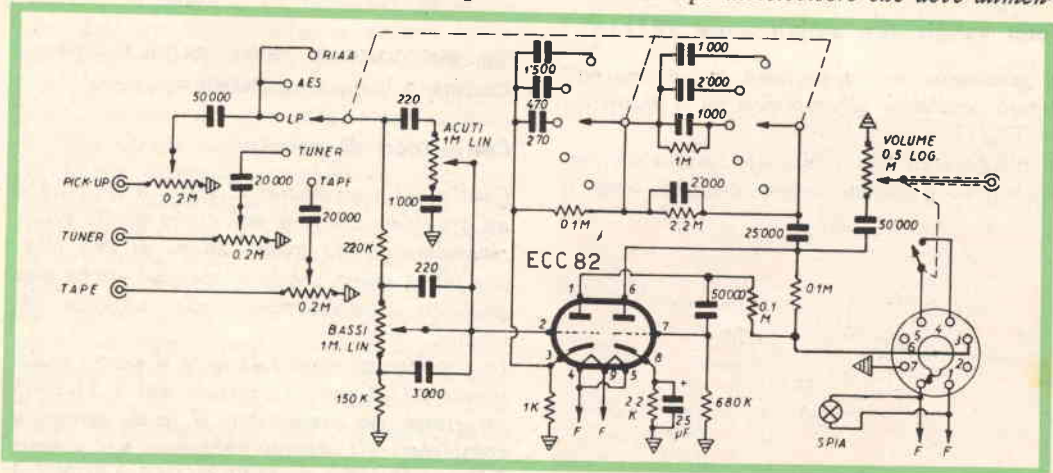


Fig. 1 - Schema elettrico di un preamplificatore.

tare), il cui costo è molto limitato e le consentirebbe di alimentare televisore e telecomando con la stessa tensione, senza alcuna perdita di tempo.

Sig. **BRUNELLI S.** - Verona

Elettronica industriale e materie plastiche

Nel ringraziarla delle gentili espressioni a favore della rivista le comunico un elenco delle opere che potranno essere utili per i suoi studi:

- P. Nucci - *L'elettronica industriale non è difficile*. Editrice il Rostro, via Senato 28 Milano, L. 5.000
 Stefanoni - *Elettricità ed elettronica nell'industria*. Hoepli L. 1.200
 Marcantonio - *Elettronica industriale. Elementi ed applicazioni fondamentali* L. 8.000 Hoepli
 Merindiani - *Lavorazione delle materie plastiche*. Hoepli L. 4.000
 Warburton - *Plastic simplified*. Edizioni Pitman Londra
 Blandford - *Plastic in handicraft*. Edizioni Chapman Londra
 Kretzmann - *Industrial electronics handbook*. Philips.

Sig. **MESSINA A.** - Messina

Fono valigia con amplificatore TR/114

Il giradischi in suo possesso può essere collegato senz'altro all'amplificatore a transistori TR/114.

I collegamenti con il pick-up, con testina piezoelettrica dovranno essere eseguiti come è

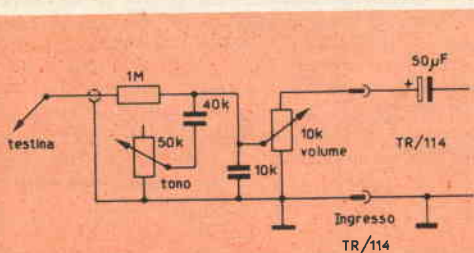


Fig. 1 - Schema di collegamento tra il pick-up e l'amplificatore.

mostrato dallo schema di figura 1 nel quale sono riportati anche i relativi valori.

Il condensatore da 2 μF , indicato nello schema originale con polarità esatta, dovrà essere sostituito con un altro avente la capacità di 50 μF .

Lo schema in questione consente, oltre alla regolazione del volume, di eseguire la variazione di tonalità.

Sig. **BALANDI F.** - Roma

Impianto per radiotelefono

Innanzi tutto le ricordiamo che l'installazione e l'uso di apparecchi rice-trasmittenti del tipo di quello in suo possesso è consentito esclusivamente qualora sia stata concessa la prescritta licenza ministeriale.

È evidente che mediante l'uso di un'antenna esterna orientata verso la località con la quale desidera comunicare, il rendimento dell'apparecchio aumenterà notevolmente. Naturalmente dovendo comunicare con mezzi mobili, l'orientamento dell'antenna dovrà essere comandato a mano o tramite un rotore. Qualora le distanze da superare non siano eccessive può far ricorso anche ad uno stilo avente la lunghezza in quarto d'onda.

La discesa di antenna dovrà essere adatta all'impedenza di antenna e all'impedenza d'ingresso del rice-trasmittitore.

Sigg. **BOCCOLUCCI B.** - Roma, **POLONI E.** - Treviso, **CALCINA G.** - Napoli, **LEONARDI R.** - Roma

Convertitori di potenza

Quello dei convertitori CA/CC o CC/CA è un problema che non può essere risolto esclusivamente con la pubblicazione di uno schema più o meno valido e che può anche non adattarsi completamente alle esigenze richieste.

In considerazione di tale fatto il nostro collaboratore U. Guerra ha iniziato nel n. 11-1963 un esame sui convertitori il quale servirà a completare gli articoli pubblicati nei numeri 3/4 e 7/8-1962 di **SELEZIONE TECNICA** e consentirà di montare dei circuiti veramente adeguati a diverse necessità.

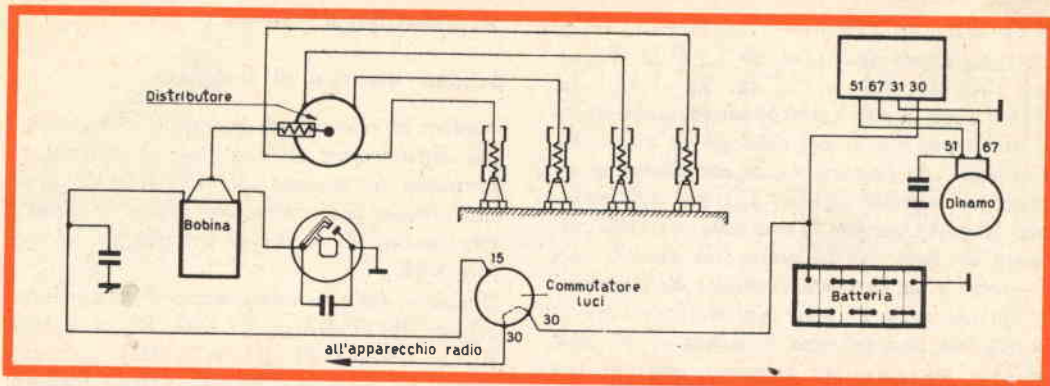


Fig. 1 - Schema antidisturbo per autoradio.

Sig. **PIERGIACOMO B.** - Salerno

Schema di apparecchio METZ

Attualmente il rappresentante della METZ è la ditta: FARFISA S.p.A., Via Podgora, ANCONA alla quale si può rivolgere direttamente per avere lo schema che le interessa.

Sig. **FABIANO BETTA** - Tenno

Radiolina per autoradio

Se la ricezione della sua radiolina è disturbata dall'impianto di bordo deve provvedere al silenziamento dello stesso secondo lo schema riportato in figura 1. Le resistenze da usarsi sono del tipo antiinduttivo e devono avere un valore compreso fra i 50 e i 10.000 Ω . Esse si trovano in commercio: ad esempio la G.B.C. dispone del tipo D/110 per candele, del tipo D/111 per spinterogeno e dei tipi D/112 per autoradio in genere. Lo stesso dicasi per i condensatori, uno dei quali, con una capacità di 0,5 μF , deve essere applicato fra la bobina, dalla parte collegata al polo positivo della batteria, e la massa. Gli archi che sono provocati dalle spazzole della dinamo si silenziano sempre a mezzo di un condensatore da 0,5 μF posto fra il morsetto della dinamo stessa, prima del disgiuntore, e la massa. Generalmente le case costruttrici delle autovetture indicano il morsetto del disgiuntore al quale non deve far capo alcun condensatore. Inoltre le consigliamo l'uso di una

antenna laterale G.B.C. N/110, di costruzione molto solida, la quale può essere montata a pressione sui cristalli laterali delle portiere e di conseguenza è facilmente asportabile. L'asta snodabile, del tipo a cannocchiale, è lunga 900 mm.

Dott. **A. FURLOTTI** - Parma

Amplificatore a transistori in classe B, 1 W di uscita

Lo schema pubblicato sul catalogo della G.B.C., al quale fa riferimento, si riferisce ad un classico schema di amplificatore in classe B per transistori OC74 come suggerito dalla PHILIPS. Lo schema originale è riportato in figura 1.

Tenga presente che il trasformatore pilota

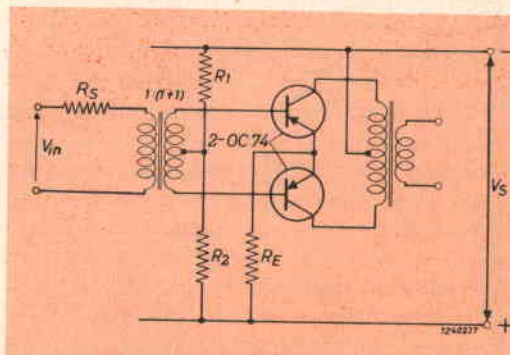


Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore in classe B, da 1 W.

deve avere un rapporto $1 : (1 + 1)$ e che R_s deve essere dell'ordine di 1.500Ω ; $R_1 = 1500 \Omega$; $R_2 = 33 \Omega$; $R_E = 4,7 \Omega$. Come vede i dati corrispondono esattamente a quelli pubblicati nel catalogo in questione. Controlli che la corrente di emettitore in assenza di segnale ($I_{e1} + I_{e2}$), sia dell'ordine dei 10 mA, che per la massima uscita la corrente di picco di collettore sia di 300 mA ($-I_{cm}$) e la corrente continua di collettore ($-I_c$) di circa 95 mA. Nel trasformatore di uscita per una potenza di uscita di 50 mW si deve misurare, nel primario, una tensione di picco di ingresso di 1,3 V e alla massima potenza di 7,5 V. In queste ultime condizioni la distorsione non dovrebbe superare il 5,5%. Se è certo dell'ottimo stato dei transistori usati e dei vari componenti e non è in condizioni di eseguire le prove che le abbiamo consigliato, provi a sostituire le resistenze da 33 e da 1500Ω con altre aventi valori leggermente più elevati.

Ad ogni modo se incontrerà delle difficoltà nelle operazioni di messa a punto di tale circuito, le consiglio di seguire le istruzioni che sono state date per la realizzazione dell'apparecchio TR/114 (descritto nel n. 11-12/1962) e nel quale è stata usata per l'appunto una coppia dei suddetti transistori.

Sig. BONACORSI G. - Ferrara

Schema elettrico di foto-flash

Mentre ci riserviamo di trattare l'argomento più diffusamente sulla rivista, in figura 1 riportiamo lo schema elettrico relativo a un convertitore transistorizzato adatto ad alimentare tramite l'uso di una batteria da 6 V un foto-flash.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $R_1 = 500 \Omega$; $R_2 = 2,7 M\Omega$; $R_3 = 1 M\Omega$; $R_4 = 680.000 \Omega$; $R_5 = 1 M\Omega$, potenziometro; $C_1 = 2 \times 1200 \text{ pF}$ in serie fra loro; $C_2 = 15000 \text{ pF}$; $C_3 = 500 \mu\text{F}$ elettrolitico, 500 V; $C_4 = 0,1 \mu\text{F}$.

$T_1 = S_1$ 48 spire, S_2 4.000 spire; $T_2 = S_1$ 300 spire, S_2 475 spire; $T_3 = S_1$ 50 spire, S_2 3000 spire. Sel. = $3 \times 250 \text{ Veff}$, 50 mA. Per la ricezione delle gamme radianti di un ricevitore dilettantistico non le consigliamo di modificare il ricevitore in suo possesso dato che i risultati raggiungibili sarebbero molto modesti. Non volendo costruire un ricevitore esclusivamente adatto al suddetto scopo è consigliabile l'uso di un convertitore il quale consentirà di raggiungere risultati più che soddisfacenti.

La descrizione di un tale apparecchio verrà effettuata in uno dei prossimi numeri.

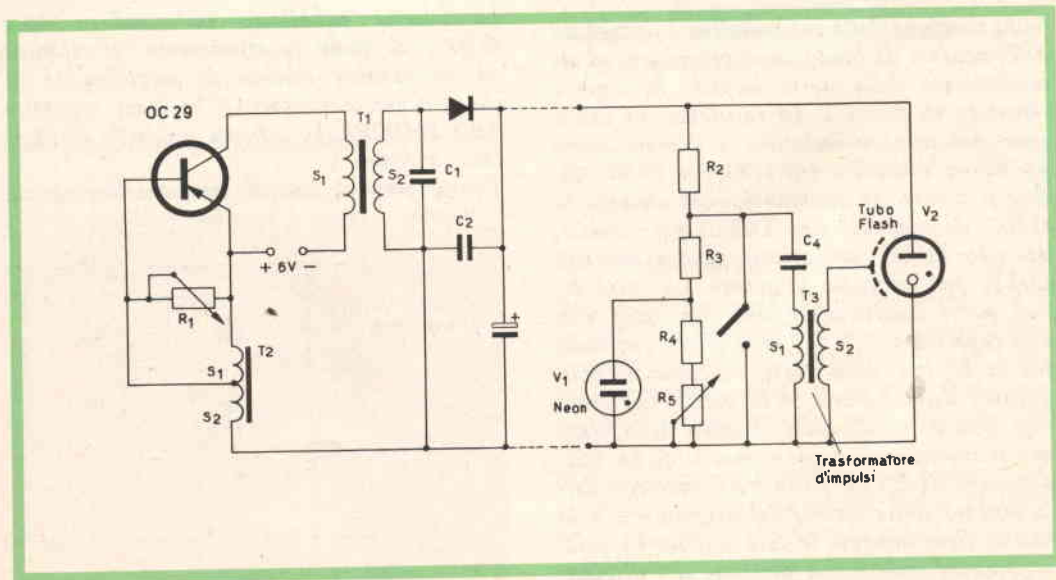
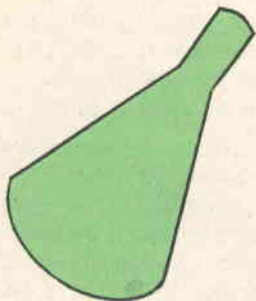


Fig. 1 - Schema elettrico di un convertitore per alimentare un foto-flash.



SATELLITI ARTIFICIALI

... TIROS VIII ...

In attesa dell'allestimento del nuovo tipo di satellite « Nimbus », la NASA ha lanciato da Cape Kennedy il 21 dicembre 1963 l'ottavo satellite, per l'osservazione della coltre di nubi, del tipo « Tiros ». Il satellite, che percorre un'orbita a 702-753 chilometri dalla superficie terrestre in 99 minuti, dispone di un nuovo tipo di apparecchiatura televisiva che permette la trasmissione diretta delle immagini raccolte a comando da 40 stazioni americane dislocate in tutto il mondo, nonché da due stazioni internazionali, una in Francia, su terraferma, e un'altra, nell'Oceano Indiano, a bordo di una nave. Pertanto, qualsiasi nazione dotata di un ricevitore di costo modesto e di una macchina radiotelefotografica è ora in grado di ricevere le immagini dal « Tiros VIII » direttamente.

Il programma « Tiros » non ha conosciuto sinora nessuno degli insuccessi che hanno afflitto sino ad oggi più o meno i diversi progetti spaziali americani e, come ebbe a documentare alcuni mesi fa il delegato degli Stati Uniti alle Nazioni Unite, sovietici.

Dall'epoca in cui venne lanciato il primo satellite della serie « Tiros », vale a dire dal 1° aprile 1960 al 3 dicembre 1963, i primi sette satelliti metereologici statunitensi avevano raccolto complessivamente 287.834 fotogrammi, dei quali oltre l'ottanta per cento utilizzabili per le previsioni metereologiche.

Il « Tiros VIII » è fondamentalmente identico ai satelliti che l'hanno preceduto. Si tratta di un poligono a 18 faccie del peso di kg 120,2, alto cm 55,9 e del diametro di cm 106,7. L'elettricità per l'alimentazione degli strumenti di bordo e delle telecamere è prodotta da 9.200 cellule solari sistemate lungo le faccie del satellite ed immagazzinata in 63 batterie al nichel-cadmio.

I « comandi » elettronici provenienti dalle stazioni terrestri sono captati da un'antenna da 46 centimetri sistemata superiormente, mentre la trasmissione avviene attraverso quattro antenne a frusta da 56 centimetri che fuoriescono dalla base del satellite.

Il « Tiros VIII » ruota intorno al suo asse in ragione di otto giri al minuto. Quando avviene un rallentamento, un radio-comando da terra mette in funzione una delle cinque coppie di piccoli razzi disposti alla periferia inferiore dell'involucro del satellite.

Contrariamente agli altri satelliti della stessa serie, il cui sistema di ripresa della coltre di nubi comprendeva un registratore magnetico a nastro delle immagini, il « Tiros VIII » può indifferentemente trasmettere con la sua telecamera, il cui obiettivo abbraccia 104 gradi, direttamente ad una stazione di acquisizione « Tiros » o immagazzinare le stesse immagini per la successiva trasmissione, quando il satellite si trova a passare sul raggio di 2.400 chilometri di una delle 42 stazioni

sinora in funzione. Oltre a questa telecamera, collegata al circuito « Automatic Picture Transmission » o APT, il satellite ne reca a bordo una seconda di tipo identico a quelle utilizzate in tutti gli altri « Tiros ».

... RELAY II ...

Il lancio del satellite da telecomunicazioni destinato a continuare e perfezionare le esperienze del primo « Relay », ha messo in rilievo il conseguimento del successo ininterrotto del « Delta », il vettore a razzo « tipo » della NASA, che è stato adoperato per la sua messa in orbita.

L'operazione di lancio è stata effettuata il 21 gennaio da Cape Kennedy. Il « Relay II » è entrato in un'orbita terrestre molto vicina a quella prestabilita, ossia ad altitudine compresa tra 7.400 e 2.130 chilometri. Prima ancora di portare a termine il primo giro intorno alla Terra, il satellite aveva dimostrato appieno la sua efficienza, ricevendo il monoscopio di una stazione televisiva a Mojave, in California, e ritrasmettendolo, previa amplificazione, alla stazione di Nutley, nel New Jersey, ossia sul versante opposto degli Stati Uniti.

Il primo esperimento transatlantico è stato effettuato il 22 gennaio, mediante un collegamento per radiotelefono tra la stazione di Nutley e la nuova stazione di Raisting, nella Baviera settentrionale, allestita dalla Duetsches Bundespost in attesa della costruzione di una stazione più potente che entrerà in funzione entro la fine di quest'anno. Come per il passato, alle esperienze di telecomunicazioni via « Relay II » hanno preso parte l'Italia con la stazione di Telespazio nella conca del Fucino, che è in grado di effettuare collegamenti radiotelefonici, nonché le grandi stazioni a larga banda, in grado di ricevere e trasmettere programmi televisivi, di Pleumeur-Bodou (Francia), Goonhilly Downs (Gran Bretagna), Andover (Maine), Mojave (California), Hitachi (Giap-

pone). Tra le stazioni meno potenti impegnate nelle esperienze via satellite « Relay » figurano anche quelle di Nutley (New Jersey) e di Rio de Janeiro (Brasile).

Il « Relay I », lanciato il 13 dicembre 1962, è stato adoperato per oltre 300 ore di trasmissioni sperimentali, in gran parte tra l'America e l'Europa. Il satellite, che nell'autunno scorso effettuò il primo collegamento transpacifico televisivo e diversi altri per lo scambio di programmi televisivi tra Stati Uniti e Giappone, continua tuttora a funzionare. Obiettivo specifico per le esperienze con il primo satellite-ripetitore attivo della NASA è quello di accertare per quanto tempo riuscirà a funzionare un ponte spaziale radiotelevisivo, dato che, per competere efficacemente con i cavi sottomarini nel campo delle telecomunicazioni commerciali, i satelliti dovranno essere in grado di restare in funzione per almeno tre anni.

Sotto diversi aspetti, il « Relay II » è identico al predecessore ed è privo dell'interruttore a tempo degli impianti di bordo. Le cellule solari di cui è rivestito esternamente il satellite sono del tipo N su P (negativo su positivo), più resistenti alle radiazioni delle N su P che erano state utilizzate nel « Relay II » ed altri satelliti precedenti. Come ripetitore spaziale il « Relay II » ha un potenziale di un canale televisivo o di 300 canali radiofonici simultanei.

Su parecchie orbite, il satellite si verrà a trovare in una posizione ottima per trasmettere attraverso l'Atlantico da un massimo di 70 minuti per volta (in aprile) ad un minimo di 10-12 minuti (alla metà di luglio), tra l'Europa e l'America. La reciproca visibilità con il Giappone, che al massimo sarà di 40 minuti, diminuirà sino a zero verso la fine di luglio e, pertanto, non sarà propizia per le trasmissioni tra America ed Estremo Oriente sino alla metà di novembre.

Il « Relay II » è un prisma ottagonale rastremato in basso che pesa 78 chili, è alto cm 83,8 e largo (in corrispondenza della parte mediana) circa 74 centimetri.

Il satellite artificiale Explorer VI viene installato in cima al suo razzo vettore. Il satellite, che è stato messo in orbita il 7 agosto da un razzo a tre stadi del tipo Thor-Able è stato chiamato « Paddlewheel » (ruota a pale) a causa delle quattro pinne, o pale, ricoperte di cellule sensibili che sporgono dal suo corpo sferoidale per circa 90 centimetri e servono ad alimentare le batterie solari in esso contenute.



... RANGER VI ...

Gli scienziati della NASA sono all'opera a Pasadena, in California, per scoprire la causa probabile del guasto della sonda lunare « Ranger VI » che impedì alle sei telecamere installate a bordo del veicolo di entrare in funzione, allorché il radiotelescopio di Goldstone inviò il radiocomando dalla California per la missione di osservazione fotografica ideata in vista del futuro sbarco degli astronauti americani sulla Luna.

Il lancio si è svolto sotto tutti gli altri aspetti con una successione perfetta che ha dimostrato i grandi progressi raggiunti nella guida dei veicoli e nella correzione delle traiettorie di volo interplanetario negli Stati Uniti dopo il fallimento, nell'ottobre del 1962, della missione affidata al precedente veicolo della stessa serie, il « Ranger V ».

Lanciato da Cape Kennedy il 30 gennaio su una traiettoria che l'avrebbe portato a sfiorare di appena 960 chilometri la meta, il « Ranger VI » era stato opportunamente corretto mediante l'accensione del razzo di compensazione ad una distanza circa di 160.000 chilometri dalla Terra. L'operazione, messa a punto dal Laboratorio di Gettopropulsione del Politecnico della California a Pasadena, cui è affidata la realizzazione e la supervisione dei programmi di esplorazione interplanetaria degli Stati Uniti, aveva permesso, via radio da Goldstone, di dirigere il « Ranger VI » su una traiettoria che, la domenica successiva, portò il veicolo a disintegrarsi nel Mare della Tranquillità sulla Luna, a pochi chilometri di distanza dal punto originariamente programmato. La caduta del « Ranger VI » sulla Luna è avvenuta esattamente alle 10,23 antimeridiane (ora italiana) del 2 febbraio, dopo 66 ore di volo.

Si tratta del primo « centro » sul lato visibile della Luna da parte di una sonda statunitense. Infatti nell'aprile del 1962, un'altra sonda americana era caduta sulla Luna sul lato non visibile dalla Terra.

Il veicolo apprestato per l'impresa pesava complessivamente 384 chili e disponeva non solo di sei telecamere, quattro

delle quali munite di teleobiettivo e disposte in modo da riprendere particolari della superficie lunare non più grandi di un metro, ma anche un complesso cervello elettronico per la programmazione delle operazioni in volo, una radiricevente, un dispositivo per tradurre in codice i dati raccolti lungo il volo e trasmessi sui canali telemetrici, un apparecchio per il controllo dell'assetto, batterie elettriche per raccogliere l'energia elettrica sviluppata da 4896 cellule solari. Per alimentare il circuito televisivo erano state installate due batterie distinte, che avrebbero fornito una tensione nominale di 33 volt per un'ora, ossia per un tempo di gran lunga superiore a quello effettivamente previsto per la ripresa televisiva ravvicinata.

A bordo del « Ranger VI » si trovavano tre radio, ossia una ricetrasmittente da 3 watt e due trasmettenti nel comparto televisivo del carico utile, che avrebbero dovuto trasmettere nella sequenza terminale del volo le immagini raccolte dalle sei camere TV.

I programmi spaziali statunitensi prevedono altri tre lanci del genere entro il 1964, oltre al lancio sperimentale del « Surveyor », un tipo di veicolo destinato a calarsi sulla Luna per approfondire molte cognizioni relativamente alla sua superficie. Questo importante tentativo sarà effettuato se sarà pronto il vettore « Centaur », il cui secondo stadio, come è noto, è alimentato dall'idrogeno liquido, il più potente propellente chimico per motori a razzo.

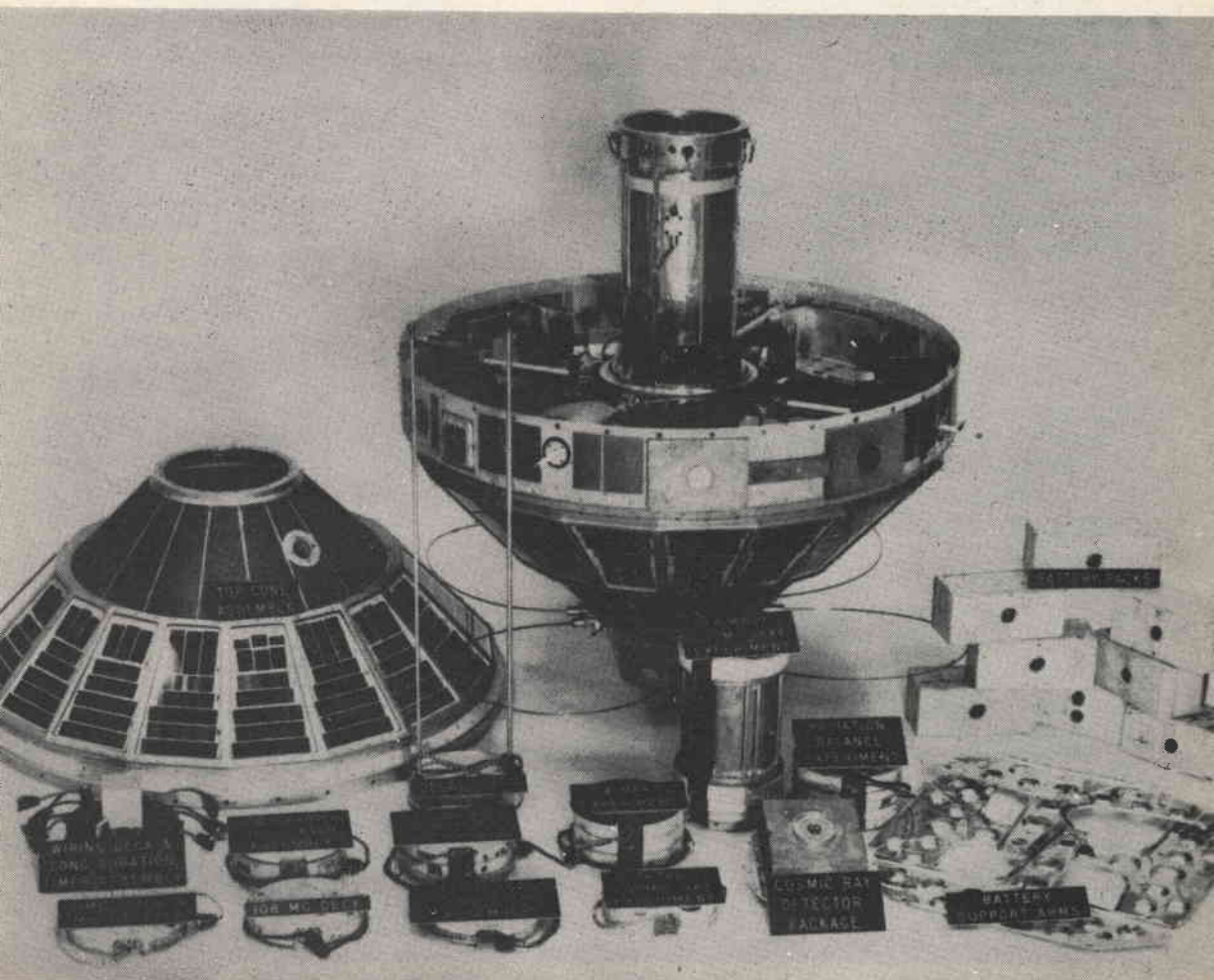
Attraverso le immagini e le altre osservazioni a distanza ravvicinata, i « Ranger » dovranno risolvere gli interrogativi che da secoli continuano ad appassionare astronomi e scienziati prima dell'invio sulla Luna di una pattuglia di astronauti americani. Le incognite alle quali il sesto ed i successivi « Ranger » cercheranno di dare una risposta esauriente sono parecchie, nonostante la costruzione negli ultimi anni di perfezionati radiotelescopi, accanto a giganteschi osservatori ottici, specialmente negli Stati Uniti. Ne citiamo solo alcuni, per dimostrare la complessità del compito che la NASA ha af-

fidato alle diverse « generazioni » di veicoli automatici per l'osservazione della Luna, tra cui figurano, oltre agli attuali « Ranger » i « Surveyor » in fase di sviluppo e i « Voyager » in fase di progetto. Qual è la composizione precisa della Luna, e, specialmente, della crosta? Vi sono grandi pianure dove l'uomo possa atterrare senza rischi? La superficie è radioattiva? Qual è l'origine dei crateri lu-

nari? Quali sono i valori precisi del campo gravitazionale? Quali sono le temperature alla superficie e al disotto dello strato superficiale? La Luna si è formata come la Terra?

Perchè tanto interesse nell'uomo per la Luna?

È il corpo astronomico più vicino alla Terra: 354.340 chilometri in corrispon-



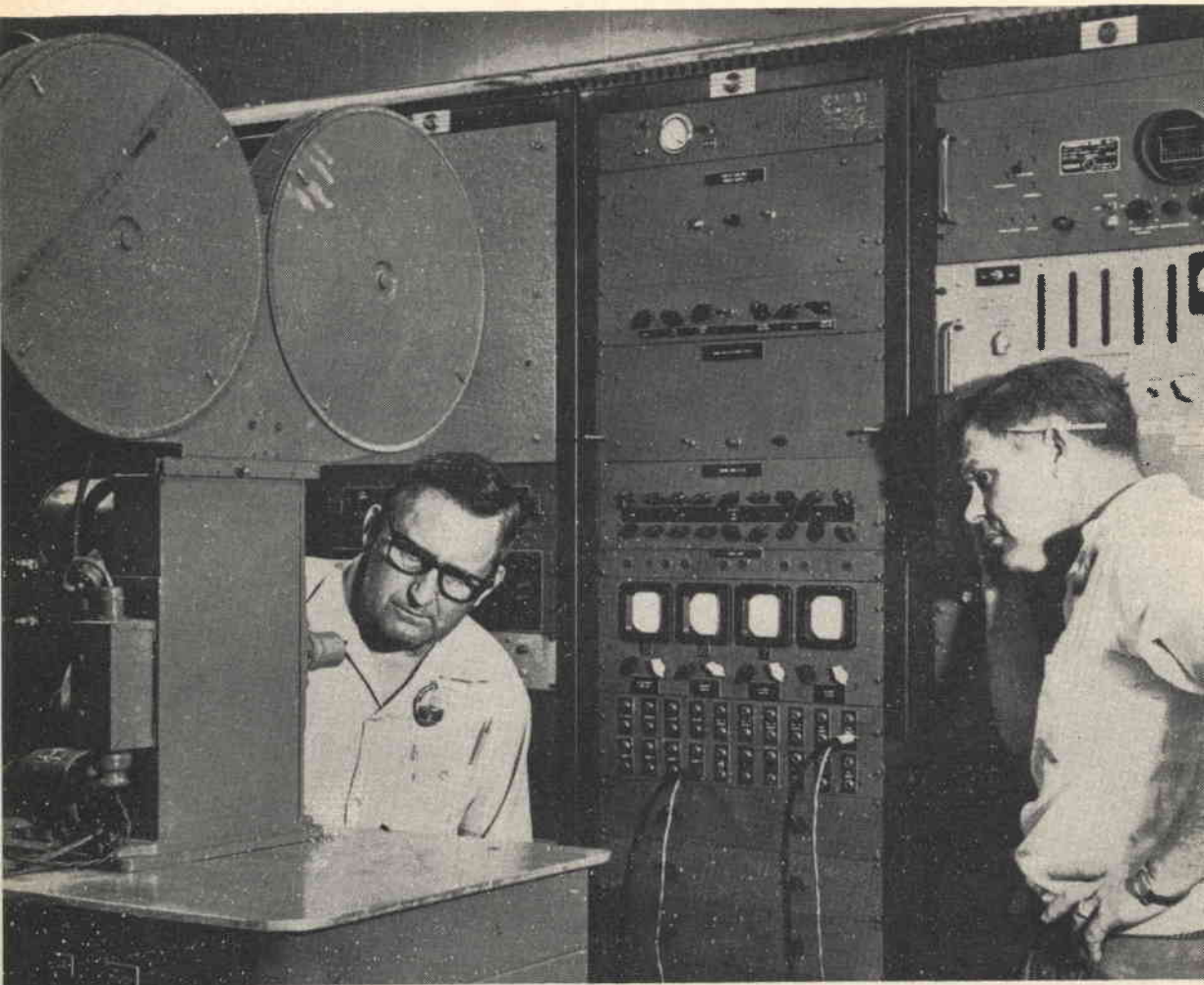
Il satellite parzialmente smontato per mostrare gli elementi essenziali che lo compongono.

denza del punto più prossimo. È relativamente facile da osservare, studiare e, almeno teoricamente, raggiungere.

La superficie della Terra e, probabilmente, anche di Venere, Marte ed altri pianeti del sistema solare, è stata modificata dagli effetti erosivi dell'atmosfera e dei mari e dagli assestamenti geologici e sismici. Tuttavia, la Luna è priva di atmosfera e di corsi d'acqua. In tal modo è

molto probabile che abbia conservato tracce evidenti degli avvenimenti trascorsi da milioni di anni a questa parte e possa presentarle in uno stato pressoché identico a quello esistente originariamente agli occhi di un eventuale esploratore terrestre.

Questa prospettiva del ritrovamento di tracce remote in perfetto stato di conservazione è unica, quasi certamente, nel sistema solare.



Specialisti dell'Esercito, in attesa del lancio del satellite artificiale americano « Explorer » da Capo Canaveral (Florida), regolano alcune cineprese ad alta velocità che tra alcuni istanti entreranno in funzione per registrare in maniera indelebile i dati trasmessi per mezzo di due apparati radio in miniatura dagli strumenti scientifici dell'« Explorer ».

TX

PER LE GAMME
RADIANTISTICHE
65 W · USCITA
3,5 ÷ 28 MHz

II^a Parte

Realizzazione meccanica

Come si è detto nella prima parte di questa descrizione, il trasmettitore è stato previsto in modo che potesse essere quasi interamente costruito con materiale surplus; è quindi praticamente impossibile dare qui dettagli costruttivi data l'eterogeneità del materiale che sarà disponibile. Comunque diamo uno schizzo costruttivo del trasmettitore in modo che possa servire da guida per la disposizione dei componenti e dei vari stadi lasciando all'inventiva di ognuno lo studio della realizzazione meccanica più confacente al materiale di cui è in possesso. A solo titolo orientativo diremo che il trasmettitore descritto è stato realizzato su un telaio di mm 500 di larghezza, 75 di altezza e 100 di profondità ed il tutto, ad esclusione delle valvole e delle bobine che sono fissate posteriormente in posizione orizzontale, è contenuto all'interno di questa "scatola" e ciò allo scopo di ottenere un più efficace effetto schermante

onde ridurre l'irradiazione di segnali RF. A montaggio ultimato è opportuno chiudere con un coperchio di alluminio, per mezzo di viti, la parte inferiore del telaio. Il tutto è stato completato di un pannello frontale, sporgente di 20 mm per lato rispetto al telaio che, oltre ad una funzione estetica, ha il compito di rendere possibile il fissaggio di tutto il trasmettitore in un cofano di lamiera. È da tener presente che questo cofano dovrà permettere di sostituire le bobine per il cambio di gamma; provvederlo quindi sul retro di appositi fori. Secondo la disposizione degli stadi e della compattezza del complesso, può essere più o meno difficile effettuare il cablaggio. Comunque in qualsiasi caso il segreto di montare un'apparecchiatura elettrica senza difficoltà è l'eseguire i collegamenti prima che le varie unità siano montate (p. es. il gruppo finale, il gruppo oscillatore ecc.). Quando viceversa lo spazio disponibile è sufficientemente ampio, si potrà procedere con il metodo convenzionale.

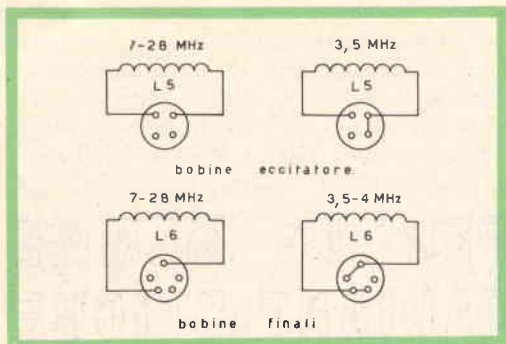


Fig. 4 - Collegamenti agli zoccoli delle bobine dello stadio eccitatore e finale.

In ogni caso è bene seguire il seguente procedimento:

montare gli zoccoli delle 6AG7 e della 6146, l'interruttore S1, C11, ed il connettore coassiale per l'ingresso dal VFO J1, i condensatori variabili ecc. Montare il commutatore dello strumento S2 e le impedenze d'arresto per radiofrequenza. Quindi partendo dalla morsettiera d'ingresso delle tensioni e dai terminali di catodo delle valvole, effettuare tutti i collegamenti in cavo schermato eseguendo subito la saldatura dei condensatori by pass alle due estremità dei cavetti come indicato in circuito. Effettuare quindi i collegamenti di alimentazione e di accoppiamento tra gli stadi, i collegamenti agli zoccoli delle bobine, delle valvole ecc., completando il circuito in ogni sua parte, compresi tutti i componenti.

Si raccomanda di prestare la massima attenzione nell'eseguire le saldature in modo da evitare ogni possibilità di "saldature fredde". Occorre ancora tener presente che è assolutamente necessario effettuare i collegamenti percorsi da tensioni a RF quanto più brevi possibile e con conduttori, possibilmente rigidi e di rame argentato, di sezione adeguata.

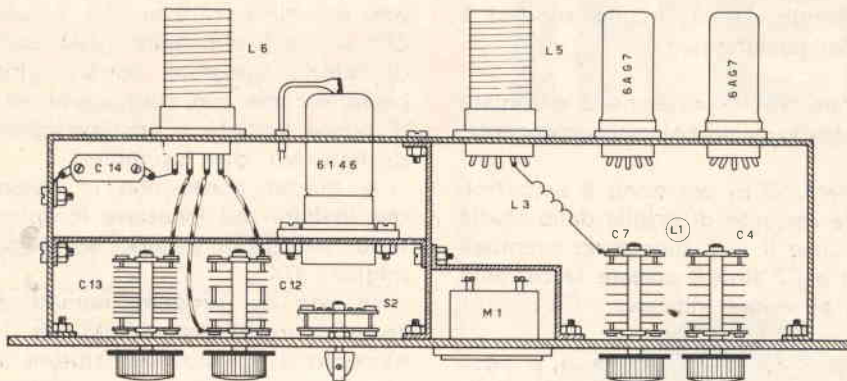
Messa a punto e regolazioni

Una volta completati i collegamenti e verificato che tutto è in regola e senza errori di cablaggio, si può alimentare il trasmettitore attendendo, prima di dare la tensione anodica, che le valvole si siano

ben accese. Ricordare anche che prima di dare l'anodica è necessario collegare l'antenna allo spinotto d'uscita o, meglio, collegare un carico fittizio non induttivo e capace di dissipare un centinaio di watt (per es. una lampadina da 100 W). Lo stadio finale, con una tensione anodica di 600 V, dovrà assorbire una corrente di 150 mA senza difficoltà su tutte le gamme ad eccezione da 3750 a 4000 kHz. In questa banda la bobina di placca del finale è stata calcolata in modo che la corrente anodica sia 112 mA, come è specificato nelle caratteristiche del tubo per il funzionamento in fonìa. Su ogni frequenza il carico diminuisce quando aumenta la capacità di C13, il che significa che più alta è la capacità, minore è la corrente anodica. È naturale che ogni stadio, finale compreso, deve essere perfettamente accordato. Se per qualche ragione non si riuscisse ad ottenere la corrente prevista, in nessuna posizione di C13, provare a variare l'induttanza della bobina dello stadio finale (L6) tenendo presente che aumentando l'induttanza diminuisce la corrente, diminuendo l'induttanza la corrente aumenta.

Il valore di L5, che fa parte del sistema di accoppiamento tra stadio eccitatore e stadio finale, è stato determinato in modo da avere il massimo di corrente di griglia sullo stadio finale. Le caratteristiche dimensionali relative ad L5 specificate nei dati costruttivi delle bobine, fig. 4, determinano una induttanza piuttosto differente dal valore ottimo calcolato, specialmente sulle altre frequenze. La ragione di questo è che per un determinato valore di capacità di C9 il circuito di griglia dell'amplificatore è tanto più caricato (con conseguente miglioramento agli effetti della stabilità del circuito) se il rapporto d'impedenza tra il circuito anodico dell'eccitatore ed il circuito d'ingresso del finale è tenuto il più grande possibile.

In queste condizioni ovviamente non si ottiene il massimo trasferimento di potenza RF sulla griglia dello stadio finale. I dati costruttivi della bobina sono basati su di un compromesso tra una sufficiente potenza di eccitazione ed un funzionamento stabile dell'amplificatore. È facilmen-



Disposizione dei componenti il trasmettitore (visto di sotto).

te possibile, per esempio, ottenere il doppio della corrente di griglia prevista sui 28 MHz riducendo C9 a circa 50 pF e regolando L5 al valore ottimo. Tuttavia con queste costanti lo stadio amplificatore può entrare in autooscillazione, senza eccitazione e senza carico, con una potenza d'ingresso in placca uguale al massimo della dissipazione anodica di funzionamento. Questa eventualità è assolutamente indesiderabile, e nelle normali condizioni di funzionamento previste secondo i dati del circuito, lo stadio finale è perfettamente sotto il controllo dell'eccitatore.

Per controllare che gli stadi del trasmettitore non entrino in regime di autooscillazione, procedere come segue: togliere la tensione anodica e la tensione di griglia schermo allo stadio finale. Togliendo ora il cristallo dall'oscillatore la corrente di griglia dell'amplificatore deve ridursi completamente a zero e le correnti anodiche dell'oscillatore e dell'eccitatore dovranno essere rispettivamente 20 mA e 30 mA circa con la tensione anodica di 300 V come indicato.

Queste correnti non dovranno variare ruotando C4 e C7. Con il cristallo inserito dette correnti non dovranno differire di molto dal valore indicato in assenza di eccitazione (la corrente dell'eccitatore dovrà essere intorno ai 25 mA) salvo il nor-

male "dip" che indica la posizione di risonanza. Un'eccezione si troverà a 7 MHz dove si risconterà una corrente anodica di 10-15 mA in condizioni di normale funzionamento.

Se su tutte le bande si verificherà la condizione di risonanza con C7 entro un terzo della sua capacità totale, questo condensatore potrà essere sostituito con un altro di capacità totale di 50 pF in luogo di 140 pF come indicato in circuito.

Per il funzionamento in telegrafia (CW) una corrente di griglia di 2,5-3 mA (attraverso la resistenza di 27.000 Ω) è sufficiente per ottenere la massima uscita della 6146. Secondo la nostra esperienza, funzionando con modulazione di placca e griglia schermo è opportuno avere una corrente un poco inferiore ai valori indicati precedentemente; si otterrà una migliore linearità in condizioni di modulazione al 100%. Il valore migliore di corrente di griglia è in questo caso di 1,8-2,2 mA.

Con l'antenna inserita si può procedere alla sintonia del trasmettitore secondo quanto indicato qui di seguito:

a) Togliere la tensione anodica allo stadio finale agendo sull'apposito interruttore che sarà stato previsto sull'alimentatore.

b) Predisporre S2 in posizione 1 e ruotare C4 fino a trovare il « dip » di corrente indicante che il circuito anodico è sintonizzato perfettamente.

e) Ruotare S2 in posizione 2 e ruotare C7 procedendo come nel caso precedente.

d) Ruotare S2 in posizione 3 e controllare che la corrente di griglia dello stadio finale sia circa 3 mA, ritoccano eventualmente C4 e C7 fino a portare la corrente di griglia al valore indicato.

e) Ruotare S2 in posizione 4 e posizionare C13 al massimo di capacità. Dare la tensione anodica allo stadio finale e ruotare rapidamente C12 fino a trovare il « dip » di sintonia dello stadio finale.

f) Diminuire progressivamente la capacità di C13 mantenendo il circuito in sintonia tramite C12 (ad ogni spostamento di C13 rifare il « dip » con C12) fino a che la corrente anodica, in condizioni di perfetta sintonia, abbia all'incirca il valore previsto per il funzionamento (150 mA con 600 V).

g) Ricontrollare la corrente di griglia ruotando opportunamente il commutatore dello strumento e, se necessario, ritoccare C7 in modo da ottenere 3 mA di eccitazione. Ritoccare quindi la sintonia ed il carico dello stadio finale fino ad ottenere una corrente di 150 mA con 600 V di anodica. La 6146 dà lo stesso rendimento sia a 28 MHz che a 3,5 MHz e la potenza d'uscita, misurata, del trasmettitore è di 65 W su tutte le gamme con un input di 90 W.

Il collegamento tra VFO e trasmettitore deve essere effettuato con uno spezzone di cavo coassiale. Per far funzionare il trasmettitore con il VFO è necessario togliere il quarzo e chiudere l'interruttore S1 in modo da cortocircuitare RFC5 ed il ritorno di catodo, agli effetti del segnale a RF. L'uscita del VFO deve essere sulla gamma dei 3,5 MHz. (Vedere precedente articolo « UN VFO DI FACILE REALIZZAZIONE »).

Speriamo di avere dato in questa descrizione tutte le informazioni necessarie per un'ottima riuscita del trasmettitore. Chi si vorrà cimentare nella costruzione di questo apparato potrà verificare di persona come con poca spesa ed un po' di buona volontà si possano ottenere dei risultati più che lusinghieri.

A questo punto non ci rimane altro che invitarvi ad innestare lo spinotto del tasto nell'apposito jack ed augurarvi i migliori DX.

In uno dei prossimi numeri descriveremo un modulatore adatto per il funzionamento di questo trasmettitore in A. M.

ELENCO MATERIALE

C1-C3-C5-C6 = 470 pF - mica

C2 = 150 pF mica

C4-C7 = 140 pF - variabile

C8-C9 = 100 pF mica argentata

C10 = 1000 pF mica - 1200 V lavoro

C11 = 470 pF mica - 1200 V lavoro

C12 = 100 pF per sezione - variabile, spaziatura per 1000 V lavoro

C13 = 325 pF variabile

C14 = 470 pF mica argentata

C15 ... C31 = 1000 pF ceramica a pastiglia

R1 - R3 = 47 k Ω 1/2 W

R2 = 47 k Ω 1 W

R4 = 15 k Ω 1 W

R5 = 27 k Ω 1 W

R6 = 150 Ω 1/2 W

R7 = Shunt per 50 mA f.s. sullo strumento (*)

R8 = Shunt per 250 mA f.s. sullo strumento (*)

R9 - R10 = 100 Ω 1/2 W

R11 = 35 k Ω 3 W (vedi testo)

M1 = Milliampmetro c.c. 25 mA f.s.

S1 = Interruttore rotativo

S2 = Commutatore 2 vie 4 posizioni (durante la rotazione le spazzole non devono cortocircuitare i contatti)

RFC1 ... RFC5 = Impedenze d'arresto RF 2,5 mH

(*) I valori di R7 ed R8 devono essere trovati sperimentalmente dipendendo dal tipo di strumento impiegato.

ALTOPARLANTI SERIE EXTRA

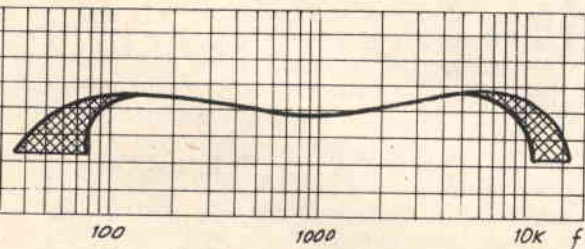
IREL

sigla dell'altoparlante IREL

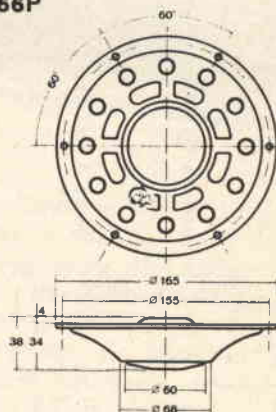
una lettera indica la serie e individua così il tipo di curva di risposta;

uno o due numeri indicano in centimetri il diametro dell'altoparlante circolare oppure i diametri dell'altoparlante ellittico;

l'ultimo numero indica l'energia magnetica in mWs.



E/16/66P



Gli altoparlanti della serie Extra sono impiegati in ricevitori ed amplificatori elaborati e forniti di registri per la regolazione dei toni gravi e dei toni acuti. Questi altoparlanti sono caratterizzati da: una gamma piuttosto estesa in relazione alle loro dimensioni; una modesta depressione in corrispondenza delle frequenze centrali che facilita la sensibilità dei registri.

IREL

industrie radio elettriche liguri:
via leopardi 27 - milano (italia)

DATI COSTRUTTIVI DELLE INDUTTANZE

	F = MHz	Ø filo (mm)	Tipo di filo	Spire (n°)	Supporto	Lunghezza avvolgim. (mm)	Induttanza (μ H)	NOTE
L1	7-14	0,65	rame smalt.	13	ceramica Ø 25 mm	25	—	Bobina oscillatore
L2	—	0,25	»	16	resist. 1 M Ω 1/2 W	spire affiancate	—	Bob. arresto osc. parassite
L3	—	1,6	»	6	autosupportata Ø 8 mm	25	—	»
L4	—	1	»	8	autosupportata Ø 6 mm	16	—	»
L5	3,5-4	0,4	»	42	ceramica Ø 35 mm	37	48	Bobine stadio eccitatore (Il supporto è fissato su uno zoccolo per valvole di vecchio tipo a 4 piedini)
	7	0,65	»	25	»	31	18,4	
	14	1	argent.	10	»	25	3,5	
	21	1	»	5	»	12	1,34	
	28	1	»	3 1/2	»	9	0,86	
L6	3,5-3,75	1	»	23	» Ø 35 mm	36	14,5	Bobine stadio amplificatore finale (Il supporto è fissato su uno zoccolo per valvole di vecchio tipo a 5 piedini)
	3,75-4	0,65	» smalt.	25	»	31	18,7	
	7	1	» argent.	17	»	35	8,3	
	14	1	»	10	»	31	3,25	
	21	1,2	»	6	»	30	1,36	
28	1,2	»	4	»	20	0,84		

SM / 6001

RADIORICEVITORE



Voci di radioamatori, raccolte alla Mostra della Radio e dei componenti elettronici, ci hanno rivelato un desiderio assai diffuso fra detta categoria: il desiderio di potersi procurare una scatola di montaggio per principianti, di costo ragionevole, per costruire con facilità un radio-ricevitore di funzionamento sicuro.

Messici all'opera, abbiamo realizzato la SM/6001 che descriveremo qui di seguito. Esaminati innanzitutto i vari circuiti, pensammo che la cosa più saggia era di attenersi ad un circuito supereterodina classico a 5 valvole, che rispondesse alle seguenti caratteristiche:

Valvole impiegate: N. 5 compresa la raddrizzatrice e precisamente: n. 1 6BE6 eptodo oscillatore convertitore - n. 1 6BA6 - Pentodo amplificatore di F.I. - n. 1 6AT6 doppio diodo-triodo rivelatore e preamplificatore di B.F. - n. 1 50B5 tetrodo amplificatore finale - n. 1 35A3 raddrizzatore monoplaacca;

Gamme d'onda: n. 2 - OC: $16 \div 54$ m
OM = $190 \div 580$ m;

Medie frequenze: 467 kHz;

Comandi: Interruttore - Volume - Sintonia - Cambio gamma;

Alimentazione: In corrente alternata $110 \div 220$ V - 50 Hz;

Consumo: 35 W circa.

Dopo varie prove e modifiche, ne venne fuori l'apparecchio il cui schema elettrico definitivo è riportato in fig. 1.

Come si vede, si tratta di un circuito supereterodina le cui valvole hanno i filamenti alimentati in serie.

Il segnale captato dall'antenna giunge alla griglia dell'eptodo convertitore 6BE6 e viene qui miscelato col segnale locale.

Dalla placca della 6BE6 esso viene poi trasferito alla griglia del pentodo 6BA6 amplificatore a F.I. e quindi al doppio diodo-triodo 6AT6 che provvede alla rivelazione del segnale a frequenza intermedia, al controllo automatico della sen-

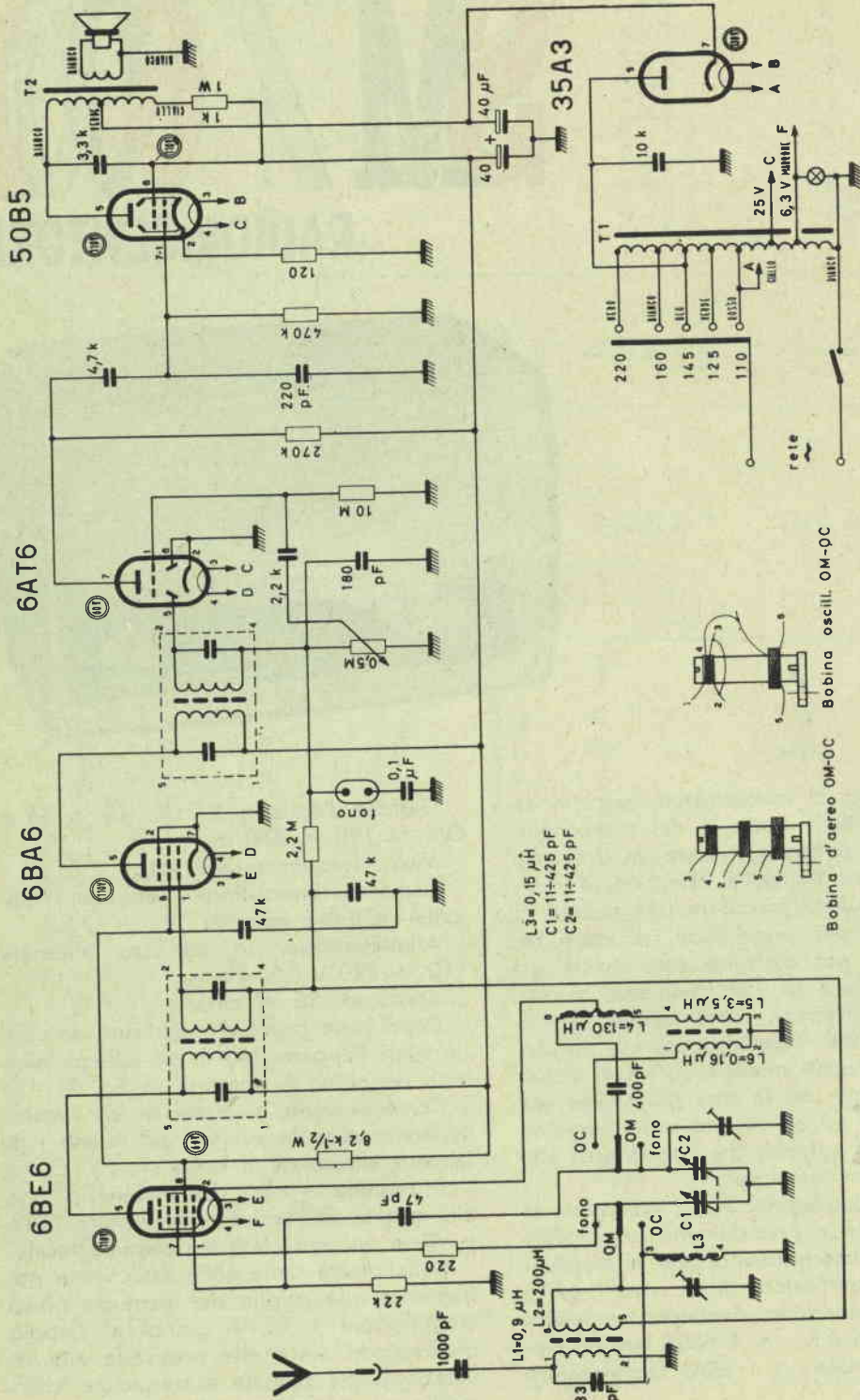


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore SM/6001

sibilità nonchè, con la sezione triodo, alla sua preamplificazione a bassa frequenza.

Lo stadio finale di bassa frequenza, comprendente il tetrodo a fascio 50B5, provvede all'amplificazione ultima del segnale e al suo trasferimento all'altoparlante.

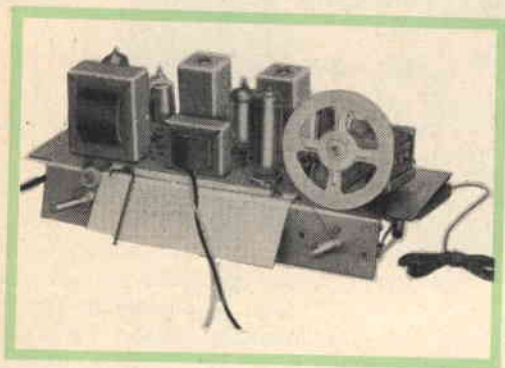


Fig. 3 - Il telaio del ricevitore SM/6001 visto dalla parte anteriore.

Al raddrizzamento ed al filtraggio della corrente alternata, provvedono rispettivamente il diodo 35A3, e la cellula filtrante formata dai due condensatori elettrolitici da $40 \div 40 \mu\text{F}$, da una sezione dell'avvolgimento del trasformatore d'uscita e dalla resistenza da 1 kohm 1 W.

L'alimentazione in serie dei filamenti è stata realizzata sfruttando le prese a 110 - 25 e 6,3 V dell'autotrasformatore.

Infatti:

1) Tra la presa 110 V e quella 25 V (85V) sono inseriti i filamenti delle valvole 35A3 e 50B5.

2) Tra la presa 25 e quella 6,3 V (18,7 V) sono inseriti i filamenti delle valvole 6EB6 - 6BA6 - 6AT6.

3) Ai capi del 6,3 V è derivata la lampadina spia.

La bobina di alta frequenza e quella oscillatrice per le 2 gamme d'onda, sono state appositamente studiate per l'impiego con la valvola 6BE6.

Il commutatore a 3 posizioni montato sull'apparecchio, consente di ricevere rispettivamente:

— in prima posizione, le onde corte comprese tra i 15 ed i 54 m di lunghezza d'onda;

— in seconda posizione, le onde medie da 190 a 580 m;

— in terza posizione, la riproduzione fonografica.

Montaggio meccanico

Risulta quanto mai semplice: per facilitarlo al massimo, il mobile viene fornito con cristallo e altoparlante già montati.

Le varie parti sono fissate allo chassis nella posizione indicata dalla fig. 5.

Il bloccaggio è ottenuto mediante l'impiego di viti; occorre far bene attenzione a stringere saldamente queste al rispettivo dado per evitare in seguito falsi contatti e rumori fastidiosi.

Il trasformatore d'alimentazione e quello d'uscita verranno invece bloccati al telaio mediante il ripiegamento delle linguette delle quali sono provvisti.

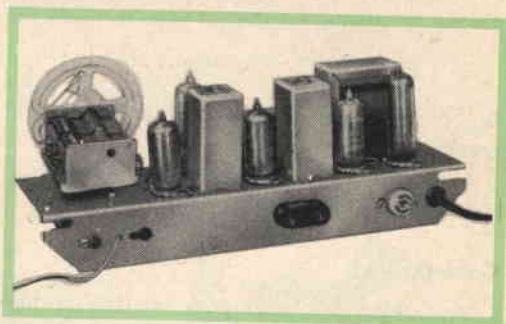


Fig. 4 - Il telaio dell' SM/6001 visto posteriormente.

Il montaggio si comincia fissando ai loro posti gli zoccoli portavalvole, una particolare attenzione dovrà essere posta per orientarli esattamente come indicato nello schema fuori testo.

Verranno poi montati al loro posto, le medie frequenze, il cambio tensione, il trasformatore d'uscita, la presa fono, i potenziometri, le bobine di alta frequenza e oscillatrice, il condensatore variabile ed infine l'autotrasformatore d'alimentazione. Con un po' d'attenzione, osservando la

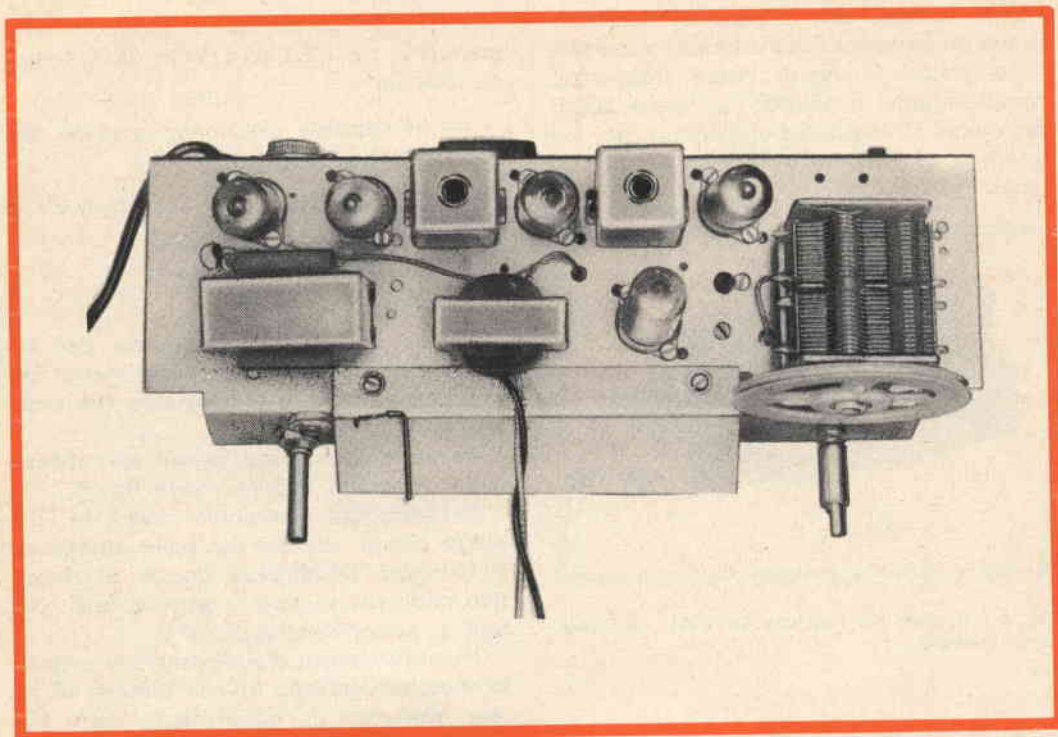


Fig. 5 - Veduta dall'alto del telaio del radio ricevitore SM/6001. Si osservi la disposizione delle parti.

fig. 6 non sarà difficile montare anche la cordina.

Con questo può dirsi completato il montaggio meccanico.

Cablaggio

A questo punto si può iniziare la filatura dell'apparecchio. Sempre avendo sottocchio lo schema elettrico fig. 1 e quello di cablaggio nello schema fuori testo si comincerà col collegare i vari conduttori uscenti dall'autotrasformatore d'alimentazione al cambio tensione, alla valvola raddrizzatrice e alla massa, il condensatore di 10 k alla placca della 35A3 e anch'esso alla massa.

Si completeranno poi i circuiti d'accensione dei filamenti, quelli catodici, quelli delle griglie schermo, delle placche ed infine delle griglie controllo.

Sarà buona norma tenere le connessioni il più corte possibile.

Per evitare inneschi, i conduttori che

fanno capo alle placche e alle griglie controllo delle rispettive valvole, dovranno essere tenuti tra loro il più lontano possibile.

Particolare cura dovrà essere posta nel creare le masse sul telaio, queste dovranno essere realizzate con saldatori aventi la punta di rame piuttosto grossa e ben calda.

La saldatura dovrà essere fatta esattamente in corrispondenza dei punti indicati con un quadratino nero sullo schema fig. 2.

Una volta collegate le resistenze ed i condensatori, si verificherà, con lo schema elettrico fig. 1 e con quello costruttivo fig. 2, l'esattezza delle connessioni effettuate, dopo di che potranno essere inserite le valvole, e l'apparecchio acceso.

Attendere qualche minuto in modo che i singoli catodi raggiungano la temperatura di normale funzionamento poi, misurando le tensioni con un voltmetro da

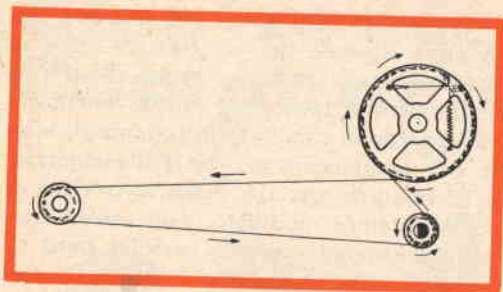


Fig. 6 - Come deve essere montata la cordina sposta indice dell' SM/6001

20.000 ohm/V, si dovranno leggere in corrispondenza dei punti contrassegnati nella fig. 1 con un cerchietto, le tensioni indicate all'interno di esso.

Qualora non si disponesse di un misuratore d'uscita, per eseguire la taratura si colleghi provvisoriamente l'altoparlante all'uscita del radiorecettore.

Taratura

a) Ruotare il commutatore di gamma nella posizione O.M. (onde medie).

b) Controllare l'esatta posizione dell'indice e cioè:

— col condensatore aperto, l'indice dovrà trovarsi ad inizio scala;

— col condensatore chiuso, esso deve trovarsi in fondo.

c) Ciò fatto, collegare il generatore modulato regolato su 470 kHz, al piedino 1 della valvola 6BA6 (griglia) e ruotare sia il nucleo inferiore che quello superiore della prima media frequenza per la massima uscita.

d) Connettere poi alla presa d'antenna, col condensatore variabile tutto aperto, il generatore sempre regolato su 470 kHz, girare il nucleo della II media frequenza per la massima uscita. Ritoccare anche i nuclei della I media frequenza.

Effettuata così la taratura delle medie frequenze, si passi al gruppo di A.F. e cioè alle bobine d'aereo e oscillatrice.

e) Si regoli il generatore, sempre collegato all'antenna, sui 520 kHz e, a variabile tutto chiuso, agire sul nucleo della bobina oscillatrice finché si oda chiaro sull'altoparlante e con la maggior intensità il segnale audio del generatore modulato.

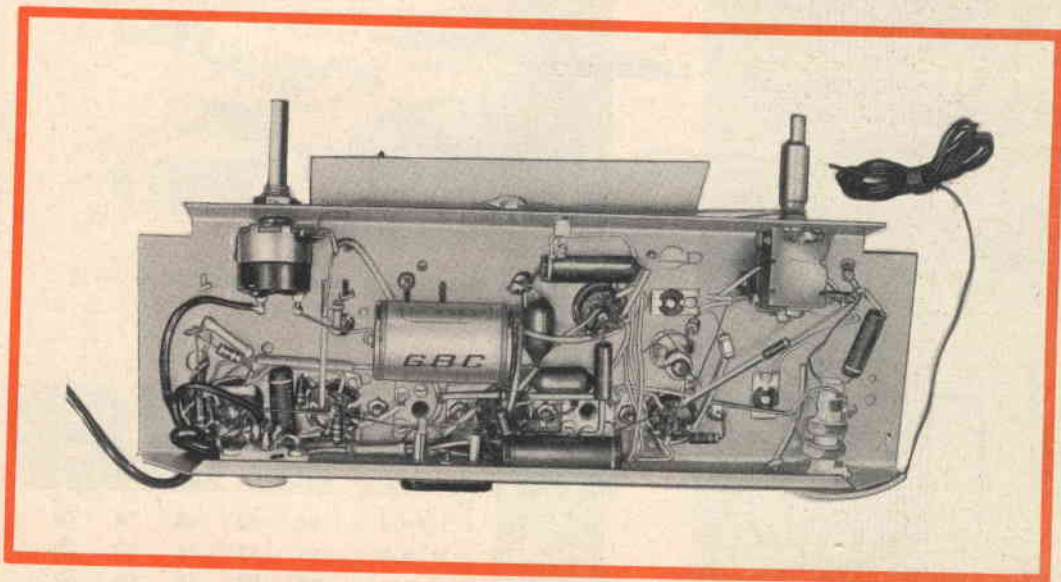


Fig. 7 - Come si presenta il telaio cablato del ricevitore SM/6001

f) Regolare il generatore sui 1580 kHz e, con variabile tutto aperto, regolare il trimmer dell'oscillatore per la massima uscita.

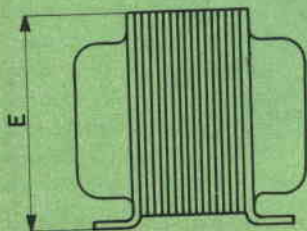
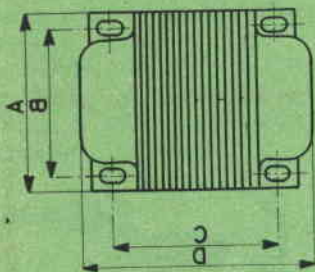
g) Regolare il generatore su 600 kHz e girare il nucleo della bobina d'aereo per il massimo d'uscita.

h) Poi col generatore sui 1200 kHz regolare il trimmer d'aereo per ottenere un

esatto allineamento di tutte le parti. Sarà bene ripetere per un paio di volte le operazioni di taratura, dopo di che è buona norma bloccare i nuclei nell'esatta loro posizione con materia collante o, molto più semplicemente, con della stearina.

La taratura, per chi fosse sprovvisto di un generatore modulato, può essere eseguita anche ad orecchio, meglio però rivolgersi in tal caso al più vicino laboratorio radio.

TRASFORMATORI PER SERVOCOMANDI



Lire Articolo

3.500 H/208

3.800 H/209

4.800 H/210

Trasformatori BT per servocomandi elettrici, relais e accensione per lampade auto. Costruzione particolarmente indicata per servizio continuo.

Primario universale
Secondario 12 V
Potenza 12 VA

Primario universale
Secondario 12 V
Potenza 30 VA

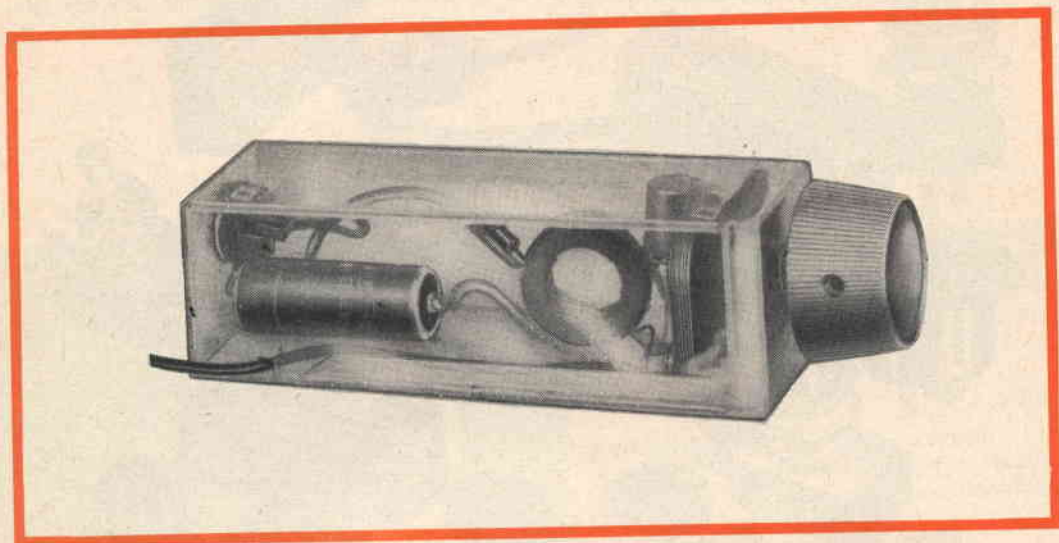
Primario 110-160-220-280-380 V
Secondario 0-6-12-24 V
Potenza 60 VA

DIMENSIONI in mm

ART.	A	B	C	D	E
H/208	44	58	48	74	70
H/209	65	53	56	83	78
H/210	97	90	40	56	67

SIMPLEX

IL PRIMO RICEVITORE



Chi non è più giovanissimo, ricorderà certamente quale fu il primo campo di battaglia sul quale si cimentarono i primi iniziati alla radiotecnica.

Si può ben affermare che la vecchia e gloriosa radio a galena, col suo baffo di gatto ed il cristallo scintillante ed intoccabile, abbia dischiuso a tante persone la strada fantastica dell'elettronica.

La tecnica odierna, che rispetto ai ricordati vecchi tempi ha compiuto passi da gigante, consente di realizzare circuiti semplici di radioricevitori, alla portata di chi conosca appena l'a b c della radiotecnica, o ancor meno. Tanto che, pur se è possibile oggigiorno procurarsi perfette radio a transistori con poche migliaia di lire, permane in molti il desiderio, per altro lodevole perchè avvia alla pratica, di costruirsi da sè un apparecchio.

A costoro offriamo, con questo articolo, la descrizione del Simplex, augurando di ricavare dall'immane successo, la perseveranza nello studio e nell'applicazione fino al raggiungimento della più profonda conoscenza della materia.

L'apparecchio descritto, consta essenzialmente di due parti: il ricevitore a diodo, che sostituisce la vecchia galena, e l'amplificatore a transistori per aumentare la potenza del segnale rivelato dal diodo. Il ricevitore a diodo è il circuito più semplice che possa realizzarsi, non presenta inconvenienti di taratura, di inneschi e non esige particolari attenzioni di cablaggio.

L'unica cosa importante è quella di collegare il lato positivo di DG1 (contrassegnato da un punto o riga rossa) al condensatore variabile ed alla bobina.

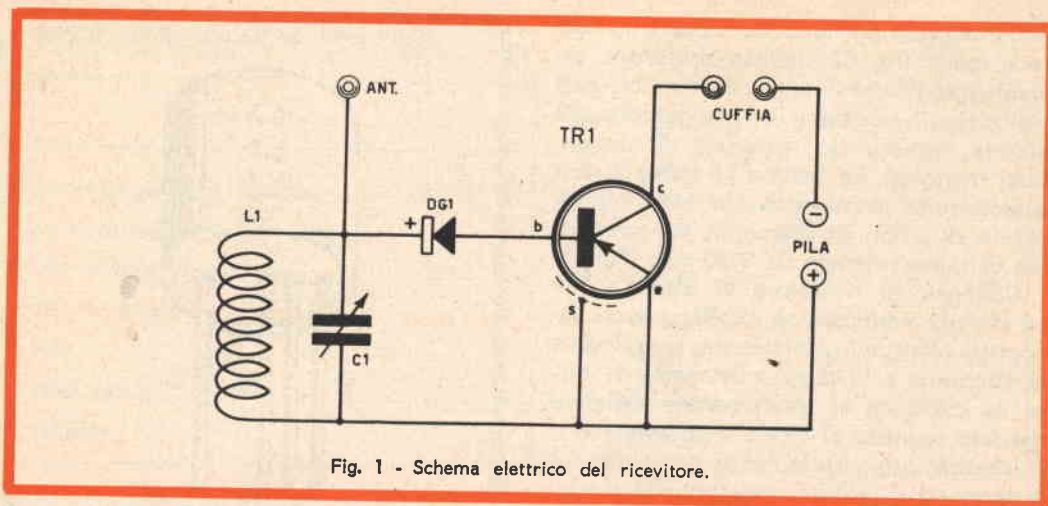


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore.

Realizzazione pratica

In fig. 1 è rappresentato lo schema elettrico, la figura 2 ne mostra lo schema pratico realizzato dentro l'involucro in plastica di una valvola.

La prima cosa da farsi è pensare se conviene fare un montaggio ridotto oppure di dimensioni più grandi.

Chi desidera realizzare così, in piccolo, dovrà munirsi di materiale miniatura. Perciò il condensatore variabile C1 sarà di quelli per transistori, molto piccoli e compatti.

La bobina L1 dovrà essere a nido d'api, (figura 2); la pila sarà da 1,5 V e di piccolissime dimensioni.

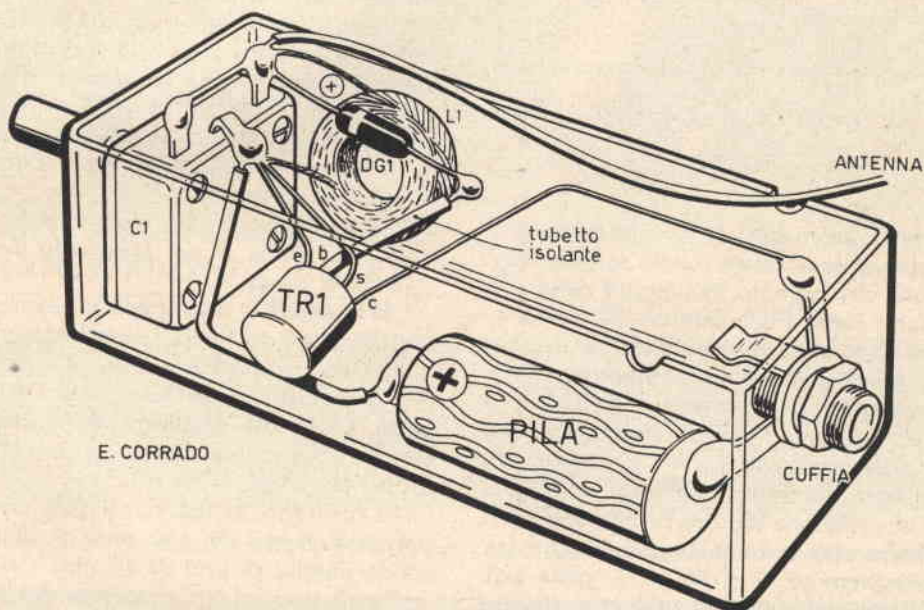


Fig. 2 - Il ricevitore montato in laboratorio, come si vede esso è stato realizzato all'interno di una custodia in plastica per valvole.

Come presa per la cuffia si userà un tipo Jack miniatura. Chi invece preferisce un montaggio più facile e più economico, può realizzare il ricevitore in una scatola più grande impiegando materiale di dimensioni maggiori. La bobina L1 potrà essere autocostituita avvolgendo, su tubo bachelizzato di 2 cm di diametro, 85 spire di filo di rame smaltato da 0,20 mm (fig. 3).

Collegato il rivelatore al diodo C1 e ad L1, per verificare se i collegamenti sono stati effettuati giustamente, si collegherà l'antenna e la terra provvisoria (la terra va collegata al condensatore variabile dal lato opposto al diodo o all'antenna) e si inserirà, provvisoriamente, una cuffia tra la terra ed il reoforo negativo del diodo.

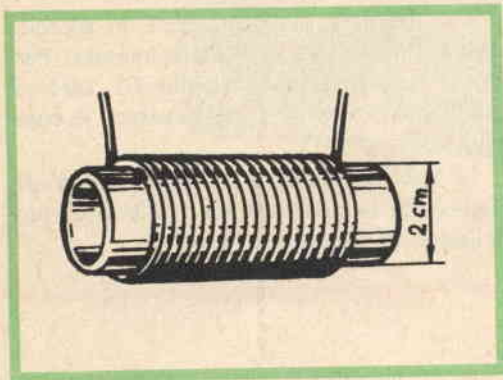


Fig. 3 - La realizzazione di L1 su tubo di cartone bachelizzato.

Girando la manopola di C1, si dovranno captare le stazioni locali avendo così la prova del perfetto montaggio della prima parte della realizzazione. Si collegherà ora il transistor amplificatore dei segnali, come si vede nello schema, è stato impiegato un transistor OC170 (o AF116) ad amplificazione molto elevata, esso presenta quattro capi (vedi fig. 4), di cui uno più distanziato dagli altri; questo è il collettore (c); nell'ordine seguono: lo schermo (s), la base (b), l'emettitore (e).

Collegheremo l's e l'e al + della pila ed al lato terra del condensatore variabile; il c alla presa della cuffia; il b al meno del diodo DG1. L'altro capo della presa Jack va collegato al meno della pila.

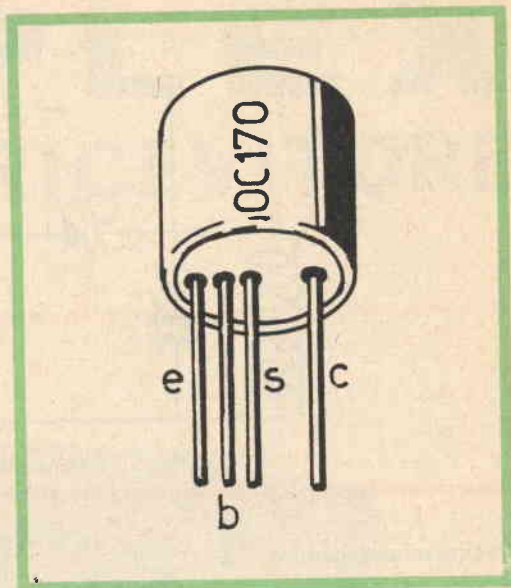


Fig. 4 - La disposizione dei vari elettrodi del transistor OC170.

A questo punto, collegando l'antenna ed inserendo la spina della cuffia nella presa, si potranno udire con maggior potenza le stazioni locali.

L'unica precauzione è quella di non invertire la polarità della pila e di non sbagliare nel collegare i fili uscenti da TR1.

Inoltre le saldature di DG1 e TR1 dovranno essere fatte rapidamente, in quanto il calore danneggia irreparabilmente questi due elementi.

Per l'accensione del ricevitore basterà inserire la cuffia, e per spegnerlo disinnervarla dalla presa.

Chi eseguirà il montaggio in una scatola grande, potrà sostituire il condensatore variabile con uno ad aria e la pila con una più grande e con tensione fino a 9 V. Si potrà addirittura inserire, previo impiego di un trasformatore d'uscita, al posto della cuffia, un altoparlante.

Al contrario di quanto si può credere, un altoparlante da 150 mm di diametro rende meglio di uno di 40 mm.

Per il buon funzionamento del ricevitore sarà necessaria una antenna che può essere anche interna, purchè di buona lunghezza (4 o 5 m).

ELENCO DEL MATERIALE OCCORRENTE

Materiale	TIPO MINIATURA	TIPO NORMALE
C1 = Condensatore variabile	O/486	—
L1 = Bobina di sintonia	O/94	O/133
DG1 = Diodo al germanio	OA81 opp. OA91 ecc.	OC 170 opp. AF 116
TR1 = Transistore	OC 170 opp. AF 116	OA81 opp. OA91 ecc.
Pila	I/724	I/768 opp. I/762
Presa jack	G/1540-6	G/1540-6
Spinotto	G/1540-7	G/1540-7

Nota: Normalmente i condensatori variabili per transistori presentano tre linguette; una è quella normalmente usata per la sintonia, quella centrale è la terra, infine, la terza è quella dell'oscillatore. Questa potrà essere collegata alla prima in modo da ottenere una capacità maggiore (vedi schema pratico).

LESA



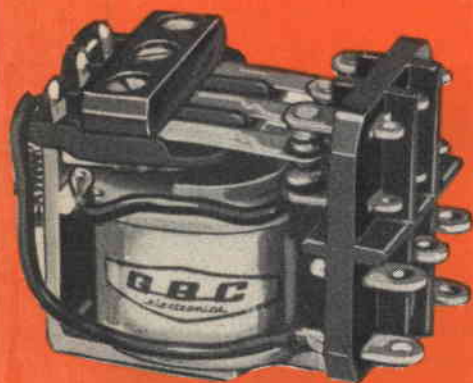
**POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS**

▼
**Una vasta gamma
di tipi standard**

▼
**Modelli speciali
per ogni esigenza**

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

LESA - COSTRUZIONI Elettromeccaniche S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA CORPORATION - 32 - 17 61 st STREET - WOODSIDE 77 - N. Y. (U.S.A.)
LESA DEUTSCHLAND G.M.B.H. - WIESENTALSTRASSE - FREIBURG I. Br. - (DEUTSCHLAND)



Lire	Articolo	
1.950	G/1481-1	<p>Relais a due contatti di scambio in argento puro. Terminali saldabili. Eccitazione in corrente continua Tensione di eccitazione: 6 V Resistenza in c.c.: 50 Ω Tensione max di commutazione: 220 V Corrente max di commutazione: 5 A</p>
1.950	G/1482-2	<p>Relais con eccitazione in corrente continua Tensione di eccitazione: 12 V Resistenza in c.c.: 230 Ω Altre caratteristiche come il G/1481-1</p>
1.950	G/1483-1	<p>Relais con eccitazione in corrente continua Tensione di eccitazione: 24 V Resistenza in c.c.: 730 Ω Altre caratteristiche come il G/1481-1</p>
2.000	G/1488-1	<p>Relais a due contatti di scambio in argento puro. Terminali saldabili. Eccitazione in corrente alternata a frequenza di rete. Tensione di eccitazione: 125 V Resistenza in c.c.: 3900 Ω Tensione di isolamento verso massa: 2000 V Tensione max di commutazione: 220 V Corrente max di commutazione: 5 A</p>
2.000	G/1489-1	<p>Relais con eccitazione in corrente alternata a frequenza di rete. Tensione di eccitazione: 160 V Resistenza in c.c.: 6450 Ω Altre caratteristiche come il G/1488-1</p>
2.000	G/1490-2	<p>Relais con eccitazione in corrente alternata a frequenza di rete. Tensione di eccitazione: 220 V Resistenza in c.c.: 14000 Ω Altre caratteristiche come il G/1488-1</p>

LA G.B.C. PER I RIPARATORI

La G.B.C. ITALIANA al fine di favorire i riparatori, ha svolto una indagine di mercato con lo scopo di concentrare nella sua organizzazione di vendita i pezzi di ricambio dei televisori delle più affermate Case costruttrici.

In particolare ha rivolto l'attenzione su quelle parti che, come tutti sanno, sono le più delicate in un televisore e le meno reperibili in commercio; vale a dire « gioghi di deflessione, trasformatori di uscita orizzontali, trasformatori di uscita quadro, trasformatori bloccati verticali ». Le indagini sono state lunghe e laboriose data la particolare natura costruttiva di detti articoli.

Per giungere ad un risultato positivo ed offrire al riparatore la garanzia di parti staccate originali od intercambiabili, si è provveduto alla raccolta di schemi elettrici e campioni, si sono fatte prove di laboratorio e con la collaborazione di Ditte specializzate, si è giunti alla compilazione di tabelle comparative molto interessanti.

In esse si trovano la nomenclatura dei modelli originali, l'anno di produzione e loro classificazione, nonché i corrispondenti numeri di catalogo G.B.C., riferentesi alla intercambiabilità con l'originale, che faciliterà il riparatore nell'acquisto dell'articolo.

Se tutto ciò incontrerà, come sempre, il favore dei lettori, in un secondo tempo, la G.B.C. sarà lieta di ricevere segnalazioni per eventuali modifiche da apportare a dette tabelle ed ampliare la gamma estendendola ad altre marche di televisori non contemplate in prima analisi.

GELOSO	GIOGO			TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
Modelli TV											
GTV 1010 U	61/62	7215/D	M/888	7115/H	M/1110-1	7160	M/811			M/888	4.500
GTV 1053 U	61/62	»	»	»	»	»	»			M/899	6.200
GTV 1019	61/62	»	»	»	»	»	»			M/1110-1	3.650
GTV 1034	61/62	»	»	»	»	»	»			M/1111	3.950
GTV 1007	61/62	»	»	»	»	»	»			M/1111-2	3.950
GTV 1009	61/63	»	»	»	»	»	»			M/1111-1	3.950
GTV 1043	61/62	»	»	»	»	7159	M/813			M/811	1.780
GTV 1020	61/62	»	»	»	»	»	»			M/813	1.780
GTV 1044 U	61/62	»	»	7116/H	M/1111	»	»			»	
GTV 1045 U	62/63	»	»	7117/H	M/1111-1	»	»			»	
GTV 1047	63/64	»	»	»	»	»	»			»	
GTV 1046	63/64	»	»	»	»	»	»			»	
GTV 1036	63/64	»	»	7118/H	M/1111-2	7160	M/811			M/811	
GTV 1011	63/64	»	»	»	»	»	»			»	

CONDOR	GIOGO				TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
P 5	61/62	2480/29	M/886	M/886-1	M/886-2	2376 M	M/969	TR 314	M/809	M/886	M/886	4.500
P 52 II	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-1	M/886-1	3.950
P 53 C	61/62	»	»	»	»	2494	M/969-1	»	»	Non impiegato	M/886-2	3.950
P 53 L	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
P 53 S	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/969
P 5 L	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/969-1
P 5 II	61/63	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/969-3	5.200
P 6	61/62	2562/15	»	»	»	2557	M/969-3	TR 327	M/809-1	M/969-4	M/969-4	5.200
P 63	61/63	»	»	»	»	»	»	»	»	M/809	M/809	1.850
P 63 L	61/63	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/809-1	1.450
P 10	63/64	2741/29	»	»	»	2763	M/969-4	TR 332	M/809-2	»	M/809-2	1.780
P 10 S	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
P 10 L	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
P 103	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
P 104	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
P 104 L	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»

FIRTE	GIOGO		TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
19" Corindone DL 62/63	28604201	M/898	28601215	M/1150	28603201	M/807			M/898	6.750
23" Corindone DL 62/63	»	»	»	»	»	»			M/1150	4.750
19" Zircone DL 62/63	»	»	»	»	»	»		Non impiegato	M/807	2.000
23" Zircone DL 62/63	»	»	»	»	»	»				
19" Mogol 62/63	»	»	»	»	»	»				
23" Mogol 62/63	»	»	»	»	»	»				
19" Corindone 61/62	»	»	2041	»	2031	»				
23" Corindone 61/62	»	»	»	»	»	»				
19" Zircone 61/62	»	»	»	»	»	»				
23" Zircone 61/62	»	»	»	»	»	»				
19" E41 61/62	»	»	»	»	»	»				
23" E41 61/62	»	»	»	»	»	»				

FIMI	Modelli TV	GIOGO				TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
		N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
1737	UHF	662151/9	M/886	M/886-1	M/886-2	115T	M/963	679183/522	M/817-2	679184/388	M/827-2	M/886	4.500
2131	UHF	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-1	3.950
2131/1	UHF	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-2	3.950
2131 P		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/963	4.650
2131/1 P		»	»	»	»	»	M/965	»	»	»	»	M/965	4.650
1927	CT	»	»	»	»	117/1	»	»	»	679184/605	M/827-3	M/817-2	1.750
1927 ST		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827-2	900
2327	CT	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827-3	900
2327 ST		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827-4	900
1907	ST	662151/12	»	»	»	»	»	»	»	679184/571	M/827-4	M/827-2	900
1907 CT		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827-3	900
2307	ST	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827-4	900
2307 CT		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827-5	900
1909	ST	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
1909 CT		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
2309	ST	»	»	»	»	»	»	707655/522A	»	»	»	»	»
2309 CT		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
1935		712812	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
2335	R	»	»	»	»	»	»	»	»	707641/622	M/827-5	»	»
1932		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
2332		»	»	»	»	»	»	»	»	679184/605	M/827-3	»	»
2333		»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»

BRION VEGA	GIOCO				TRASF. EAT			TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO		
	N° cat. orig.	N° cat. S. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire	
Modelli TV														
Antares II	60/61	BDF 2	M/886	M/886-1	M/886-2	TRU 5004	M/979	M/979-1	TRU 114	M/844	TRU 117	M/827	M/886	4.500
Cervino	60/61	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-1	3.950
Cristallo	60/61	BDF 1	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-2	3.950
Pocol 17"-21"	60/61	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/979	4.900
Faloria	61/62	BDF 2	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/979-1	4.500
Falzarego	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/844	2.000
Antares III	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/844-1	1.400
Yades	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/827	900
Falzarego II	62/63	»	»	»	»	TRU 5007	»	»	TRU 121	M/844-1	TRU 120	M/827-1	M/827-1	900
Faloria II	62/63	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
Orion	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»
Antares IV	62/63	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»	»

PHILIPS	GIOGO				TRASF. EAT			TRASF. VERTICALE				TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.
19TI220 Ancona 61/62	AT 1011	M/886	M/886-1	M/886-2	PK 93977	M/979	M/979-2	PK 50631	M/836	PK 50617	M/830	M/886	M/886	M/886	4.500
19TI230 Trieste 61/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	M/886-1	>	3.950
23TI220 Padova 61/62	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	M/886-2	>	3.950
23TI230 Messina 61/63	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	M/979	>	4.900
23TI210 Roma 61/62	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	M/979-2	>	4.950
23TX322 61/62	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	M/836	>	2.800
19TI221 Genova 62/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	M/830	>	1.880
19TI232 Venezia 62/63	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
23TI221 Pisa 62/63	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
23TI231 Enna 62/63	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
19TI250/01 Pavia 63/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
23TI223 Taormina 63/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
19TI240/01 Sassari 63/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
23TI250 Brescia 63/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
23TI240 Catania 63/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	
23TI401 63/64	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	>	

ULTRAVOX	GIOGO			TRASP. EAT		TRASF. VERTICALE	TRASF. BLOCCATO	PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.			N° cat. G. B. C.	Lire
Modelli TV									
19" Gamma	M/886	M/886-1	M/886-2	M/979	M/979-2	M/817	M/828	M/886	4.500
23" Gamma	>	>	>	>	>	>	>	M/886-1	3.950
17" Astra U	>	>	>	>	>	>	>	M/886-2	3.950
17" Excelsa U	>	>	>	>	>	>	>	M/979	4.900
17" Sonic U	>	>	>	>	>	>	>	M/979-2	4.950
19" Sonic U	>	>	>	>	>	>	>	M/817	2.050
21" Superastra	>	>	>	>	>	>	>	M/828	920
19" Luxin	>	>	>	>	>	>	>		
22" Supersonic	>	>	>	>	>	>	>		
22" Superexcelsa	>	>	>	>	>	>	>		
23" Ultraexcelsa	>	>	>	>	>	>	>		
23" Ultrasonic	>	>	>	>	>	>	>		
23" Luxin	>	>	>	>	>	>	>		
23" Bonded	>	>	>	>	>	>	>		
23" B. Anfiteatro	>	>	>	>	>	>	>		
19" Delta	>	>	>	>	>	>	>		
23" Delta	>	>	>	>	>	>	>		
19" Bonded	>	>	>	>	>	>	>		
19" Tintoretto	>	>	>	>	>	>	>		
23" Comet	>	>	>	>	>	>	>		
19" Tiziano	>	>	>	>	>	>	>		
23" Tintoretto	>	>	>	>	>	>	>		
19" Raffaello	>	>	>	>	>	>	>		
23" Tiziano	>	>	>	>	>	>	>		
23" Raffaello	>	>	>	>	>	>	>		

MINERVA	GIOGO			TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
6050/1 Ischia	M/886	M/886-1	M/886-2	M/1000	M/977	S 11/70	M/811-1	S 11/71	M/825-4	M/886	4.500
6158/2 Campania	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-1	3.950
6048/1 Rodi	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-2	3.950
6158/1 Elba	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/1000	4.900
6043/2 Sardegna	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/977	4.700
6158/3 Sicilia	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/811-1	2.050
6258/1 Grado	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/825-4	1.000
6043/3 Cipro	»	»	»	»	»	»	»	»	»		

G. B. C.	GIOGO			TRASF. EAT	TRASF. VERTICALE	TRASF. BLOCCATO	PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.				N° cat. G. B. C.	Lire
Modelli TV								
K4/13	M/883			M/930	M/814		M/883	2.800
K4/15	»			»	»		M/888	4.500
K4/181A	»			»	»		M/1112	5.800
K4/191A	»			M/934	M/808		M/1114	5.800
TV 72	»			M/950	»		M/1073	4.500
TV 41 Lusso	»			M/954	M/1063		M/886	4.500
TV 51 Lusso	M/888			»	»		M/899	6.200
UT 51 110°	»			M/932	»		M/886-1	3.950
UT 53 110°	M/1112	M/899		»	»		M/886-2	3.950
UT 82	»	»		M/1110	»		M/930	3.550
UT 60	»			»	»		M/934	3.850
UT 59	»			»	»		M/950	3.650
UT 59 A	»			»	»		M/954	3.400
UT 82 A	»			»	»		M/932	2.600
UT 89	»			»	»		M/1110	4.700
UT 83	M/1114			»	»		M/1070	3.700
UT 63	M/1112			»	»		M/949	4.500
UT 103	»			»	»		M/949-1	4.500
UT 123	»			»	»		M/814	2.100
UT 139	»			»	»		M/808	1.750
UT 119	M/1073			M/1070	»		M/1063	1.850
UT 93	»			»	»		M/1062-1	1.700
SM 1119	»			»	»		M/1062-2	2.500
SM 2003	»			»	»		M/829-1	700
UT 89 A	M/886	M/886-1	M/886-2	M/949	M/1062-1	M/829	M/829	
UT 139 A	»	»	»	»	»	»	»	
UT 103 A	»	»	»	»	»	»	»	
UT 123 A	»	»	»	»	»	»	»	
UT 99 Lusso	»	»	»	»	»	»	»	
UT 143 Lusso	»	»	»	»	»	»	»	
UT 89 B	»	»	»	M/949-1	M/1062-2	Non impiegato	M/1062-2	
UT 103 B	»	»	»	»	»	»	»	
UT 123 B	»	»	»	M/949	M/1062-1	»	M/829	
UT 89 H	»	»	»	M/949-1	M/1062-2	Non impiegato	Non impiegato	
UT 103 H	»	»	»	»	»	»	»	

TELEFUNKEN	GIOGO				TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
TTV 30/19	61/62	T173DS20	M/886	M/886-1	T173DS30	M/1100	T143EB30	M/811-2	T143EB40	M/825-5	M/886	4.500
TTV 30/23	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-1	3.950
TTV 26/S19	62/63	X19AO11	»	»	T420EB1	M/1103	T420YB0	M/811-3	T420YA0	M/825-6	M/886-2	3.950
TTV 26/M19	62/63	X19AO30	»	»	T424LB1	M/1103-1	»	»	»	»	M/1100	6.500
TTV 26/M23	62/63	X19AO10	»	»	»	»	»	»	»	»	M/1103
TTV 26/L19	62/63	X19AO30	»	»	»	»	»	»	»	»	M/1103-1
TTV 26/L23	62/63	X19AO10	»	»	»	»	»	»	»	»	M/811-2
TTV 36/L19	63/64	X19AO30	»	»	»	»	»	»	»	»	M/811-3	2.000
TTV 36/L23	63/64	X19AO10	»	»	»	»	»	»	»	»	M/825-5
TTV 36/M19	63/64	X19AO30	»	»	»	»	»	»	»	»	M/825-6	900
TTV 36/M23	63/64	X19AO10	»	»	»	»	»	»	»	»		

SIEMENS ELETTRA	GIOGO				TRASF. EAT		TRASF. VERTICALE		TRASF. BLOCCATO		PREZZO DI LISTINO	
	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. orig.	N° cat. G. B. C.	N° cat. G. B. C.	Lire
2340	61/62	M/886	M/886-1	M/886-2	RR110/S!	M/971	705 PR1	M/815-2	M9409P	M/828-1	M/886	4.500
2341	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-1	3.950
1940	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/886-2	3.950
1941	61/62	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/971	5.200
2311	61/62	»	»	»	»	»	710 PR2	M/815-3	»	»	M/971-1	5.200
2342	62/63	»	»	»	81902294	M/971-1	81902274	M/815-4	81905574	M/828-2	M/971-2	1.400
1942	62/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/815-2
2342 A	62/63	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/815-3
2352	62/64	»	»	»	81903134	»	»	»	»	»	M/815-4
1943	63/64	»	»	»	81907202	M/971-2	81907182	M/815-5	81907172	M/828-3	M/815-5	900
2343	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/828-1
2353	63/64	»	»	»	»	»	»	»	»	»	M/828-2
1942 B	63/64	»	»	»	81902294	M/971-1	81902274	M/815-4	81905574	M/828-2	M/828-3
2352 B	63/64	»	»	»	81903134	»	»	»	»	»	M/828-2



ERSA

la grande marque internationale

Distributed by G.B.C. electronic component



NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

La Russia, la Polonia e la Cecoslovacchia intendono studiare seriamente il sistema francese di TV a colori «Secam», secondo una dichiarazione della Compagnia Française de Television, che ha creato il sistema. Il punto da definire è la selezione di uno standard per il Continente, per l'Inghilterra e probabilmente anche per i Paesi di oltre cortina.

Per quanto riguarda l'Europa occidentale, si raggiungerà una decisione probabilmente in Novembre quando l'Unione europea per le trasmissioni radio emetterà il suo studio comparativo sui due sistemi ancora in considerazione il SECAM e l'INTSC americano. Entrambi sono sfruttabili per la TV in bianco e nero e la principale differenza sta nel modo di riprodurre i segnali a colori.

Secondo alcuni funzionari di Washington il Ministero della Guerra Mc-Namara aveva già deciso di mettere da parte il programma X-20 Dyna-Soar prima di partire da Washington per visitare i laboratori della Boeing a Seattle. Lo scopo dichiarato della visita era di studiare la possibilità di portare avanti il progetto spaziale con equipaggiamenti della USAF. L'annullamento del progetto coinciderebbe con la strategia di Mc-Namara per la creazione di un «punto morto», come egli ha spiegato al Congresso Americano.

Londra. L'Inghilterra ha riveduto l'elenco della merce di carattere strategico soggetta a controllo negli scambi con il blocco sovietico e con la Cina Popolare. Sono stati ridotti i controlli sui seguenti articoli: motori sincroni, strumenti elettronici per misurazione, prove e tarature, pannelli per l'isolamento modulare, apparecchiature per misurazione, taratura, e per la misurazione dei tempi, attrezzature per comunicazioni radio-relais, analizzatori dello spettro radio, apparecchi per registrazione e riproduzione, diodi semi-conduttori, apparecchi telegrafici, transistor per basse frequenze e per circuiti di comunicazione. Nuovi controlli verranno imposti su sonde transistorizzate «hall-field», su alcuni dispositivi radioattivi semi-conduttori e elettrochimici, ecc.

Camberra è stata scelta come base della principale stazione radio australiana per missili spaziali USA. La decisione segue la visita fatta l'anno scorso da un gruppo di tecnici della NASA. La stazione verrà integrata nella rete di stazioni esistenti a Johannesburg, S.A., Woomera e Los Angeles. L'attrezzatura principale sarà costituita da un'antenna parabolica con diametro di 25,5 metri, sistemi di antenna per il controllo e attrezzature per la trasmissione, ricezione e elaborazione dei segnali radio in arrivo e in partenza dalle navi spaziali.

Nel corso di un esperimento da un progetto *Firefly*, gli scienziati AFCRL hanno fatto rimbalzare dei segnali televisivi da Shreveport, La. in Florida mediante una nuvola di elettroni artificialmente creata. Il sistema potrebbe essere impiegato per la ricezione oltre-orizzonte di VHF e UHF, per usi sia civili che militari. Gli esperimenti *Firefly* hanno inoltre aiutato gli studi intrapresi dei missili tramite le loro onde calorifiche.

Farmingdale. Gli studi in corso alla Republic Aviation potranno rivelare una nuova classe di elementi per microcircuiti. Franz Hber dichiara che giunzioni di sottili pellicole p-n di ossido di titanio semi-conduttrice su un sottostrato di plastica flessibile, mostrano effetti piezoresistenti e piezoelettrici. I diodi vengono fermati mediante ossidazione anodica di una pellicola di titanio. La pellicola ha uno spessore di circa 300 milionesimi di millimetro, i controelettrodi sono in palladio e la zona di giunzione è di mmq 1. Dato che le giunzioni si deformano con il piegamento del sottostrato, la resistenza della giunzione diminuisce. La polarità dipende dalle compressioni o tensioni applicate.

Per deformazioni con un raggio di curvatura di cm. 1 si sono ottenuti sino 100 mV d'uscita. Sebbene il fenomeno non sia ancora perfettamente approfondito, nè completamente controllato, è chiaro che potrebbe portare ad estensimetri e a microfoni con le giunzioni depositate direttamente sulle membrane: dato che gli ossidi di titanio possono essere sia isolanti che conduttori, nasce una nuova tecnologia microelettronica.

L'Agenzia TASS informa che stabilimenti per il montaggio di televisori, con una produzione annuale di 500.000 unità entreranno presto in funzione nell'URSS. Mediante l'automazione e la meccanizzazione verranno prodotti tipi standard e in questo modo la produzione sovietica del 1964 supererà largamente quella di 3 milioni di unità del 1963. La Tass comunica inoltre che molti televisori attuali non verranno più prodotti e che la produzione verrà concentrata su un modello base con schermo da 13,6 pollici. Alla fine del 1964 verranno presentati dei tipi unificati con schermi da 18,6 e 23 pollici. — —

Il bilancio britannico per la difesa 1964-65 prevede un aumento delle spese per le comunicazioni e le attrezzature elettroniche per l'Esercito e la Marina. Gli acquisti di apparecchi radio e radar per l'Aeronautica sono invece ridotti e riflettono le decisioni a favore dei missili *Polaris* e a svantaggio degli *Skybolt*.

L'Esercito conta di spendere 19 milioni di dollari per attrezzature radar e di rilevare con un aumento quindi del 35% rispetto agli anni scorsi. La maggior parte di tale aumento sarà utilizzata per l'integrazione della rete di comunicazione fra il quartiere generale e i singoli apparecchi. Macchine calcolatrici analogiche verranno impiegate nelle comunicazioni e nelle elaborazioni dei dati. Saranno assegnate nuove armi alla Marina, fra cui il missile teleguidato *SS11* e i missili *Bullpup* e *Sidewinder*.

È stata creata a Boston la Società scientifica *Baystate*, una corporazione formata senza scopi finanziari, come primo passo verso la convergenza di tutte le forniture della zona del New England allo scopo di partecipare alle gare per gli appalti di forniture spaziali. Se i capitali promessi risulteranno sufficienti, una società commerciale, la *Advanced Technology Inc.*, di proprietà della *Baystate*, verrà costituita.

OTTOCENTOMILA NUOVI TELEUTENTI

IL NUMERO DEGLI ABBONATI ALLA TV HA RAGGIUNTO LA CIFRA DI 4.284.899

Il numero degli abbonati alla TV alla fine del 1963 ha superato quota quattro milioni, una cifra che qualche anno fa sarebbe stata considerata sbalorditiva. Al 31 dicembre scorso i teleutenti erano esattamente 4.284.899, con un aumento di 827.627 unità rispetto all'anno precedente. Si tratta di un ulteriore considerevole balzo innanzi che supera il primato assoluto degli aumenti annuali, stabilito nel 1962 con un incremento di 695.524 nuovi teleabbonati. Ma anche come percentuale si tratta di un aumento considerevolissimo, che sfiora il venti per cento.

Negli ultimi dieci anni — vale a dire da quando vige il canone di abbonamento per la TV — si è avuta la seguente progressione nel numero dei nuovi utenti del mezzo televisivo:

Anno	Abbonati	Incremento	Percentuale
1954	88.118	—	—
1955	178.793	90.675	102,90%
1956	366.151	187.358	104,79%
1957	673.080	306.929	83,63%
1958	1.096.185	433.105	62,86%
1959	1.572.572	476.387	43,46%
1960	2.123.545	550.973	35,04%
1961	2.761.738	638.193	30,05%
1962	3.457.262	695.524	25,18%
1963	4.284.899	827.627	19,30%

Al 31 dicembre scorso gli abbonati alle radiodiffusioni hanno raggiunto la cifra di 9 milioni e 564.205, con un aumento di 527.369 unità rispetto all'anno precedente. Si tratta di un incremento sensibile, anche se leggermente inferiore, in percentuale e in assoluto, alla cifra di aumento dell'anno precedente (nel 1962 i nuovi radioabbonati furono 548.976). Ma si deve considerare che l'aumento degli abbonati alla radio si verifica dopo che sono già stati raggiunti traguardi di « pieno ascolto ».

Ma quanto incassa la Rai-TV dagli abbonati alla televisione? Dai due miliardi scarsi del 1955 si è passati, in otto anni, ad una cifra almeno quindici volte superiore. Quest'anno, infatti, è previsto un introito di oltre trenta miliardi di lire. Ecco nel dettaglio le cifre relative ai vari « esercizi »:

1955	1.947.122.513	1958	11.364.369.602	1961	22.083.673.521
1956	3.873.119.784	1959	15.547.953.350	1962	26.754.796.226
1957	7.291.538.181	1960	20.880.183.360	1963	oltre 30 mil.

Ma la TV introita anche cospicui fondi attraverso la pubblicità. Gli incassi dell'Ente radiotelevisivo sono stati i seguenti (tenendo conto che nei primi quattro anni di esercizio la TV non poteva trasmettere pubblicità).

1957	1.639.302.039	1961	8.128.446.064
1958	1.902.014.417	1962	10.337.625.652
1959	4.490.414.477	1963	14.716.650.000
1960	5.038.836.733		

In particolare la rivista mensile «Cinematografia specializzata» così dettagliò le varie «voci»:

Carosello: 4.356.000.000;	Gong: 305.550.000;
Arcobaleno: 4.356.000.000;	Intermezzo: 1.887.600.000;
Tic-tac: 3.484.800.000;	Girotondo: 326.700.000.

Si prevede che per il 1964 gli utenti della pubblicità televisiva spenderanno 17 miliardi e 365 milioni per tariffe di trasmissione, più le relative imposte, in ragione del 18 per cento (lire 2.648.997.000). A tale cifra vanno aggiunti sei miliardi di lire all'incirca per spese di produzione. Complessivamente il giro d'affari della pubblicità televisiva nel '64 ammonterà a circa ventitré miliardi di lire.

G. Ge.

TRASFORMATORI PER TRANSISTORI

Trasformatori da impiegare nella costruzione di alimentatori per ricevitori, fonovaligie e circuiti vari transistorizzati.

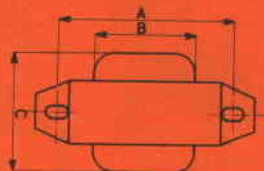
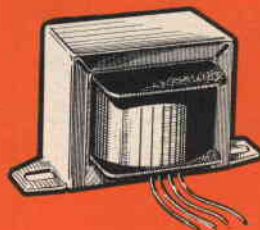
Primario universale
Secondario 9 V
Potenza 1 W

Primario universale
Secondario 12 V
Potenza 1,5 W

Primario universale
Secondario 6-12-24 V
Potenza 1,5 W

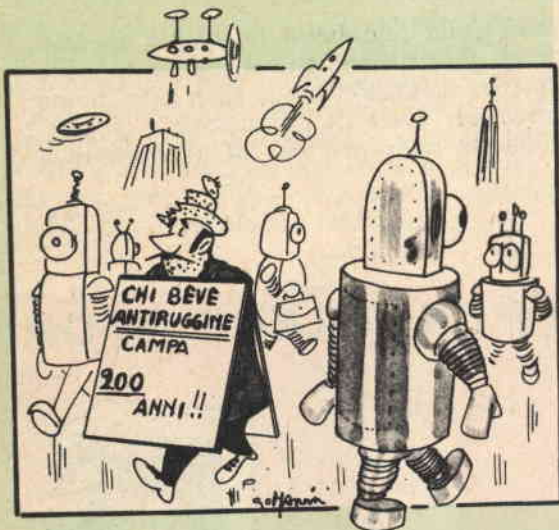
DIMENSIONI in mm					
ART.	A	B	C	D	E
H/322-1	47	27	29	40	33
H/323	47	27	33	40	33
H/323-1	47	27	33	40	33

Articolo	Lire
H/322-1	780
H/323	920
H/323-1	970





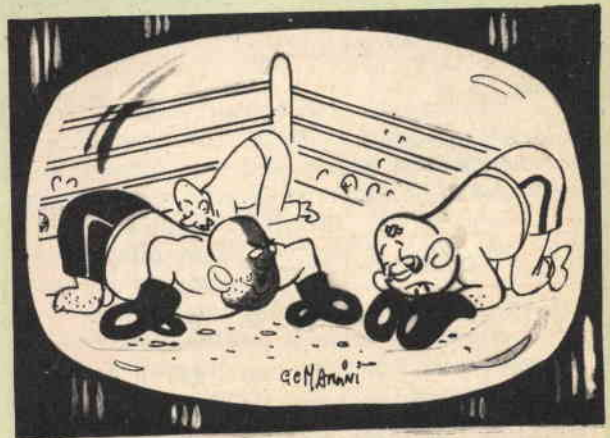
video
risate



"Temo d'aver acquistato un televisore col video troppo ampio, professore"



"Dal teatro Rossini vi trasmettiamo in cronaca dirett... in cronaca dirett... in cronaca dirett..."



"Proprio il dente d'oro doveva andarti a cadere!..."

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS



suoni e voci tornano a voi fedeli nel tempo

.....

nastri magnetici
Scotch[®]

rendimento, ed elimina lo stridio; e numerosi tipi di "Scotch" un nastro sono garantiti dal nome Minnesota, che hanno risolto il problema della registrazione delle immagini, adottati dalla RAI-TV e dalle televisioni di tutto il mondo.

Così fedeli, così vivi anche dopo anni, i suoni incisi sui nastri "Scotch". Eppure ci sono altri motivi per preferire i nastri "Scotch": ad esempio la lubrificazione al silicone che assicura la totale protezione della testina del registratore poiché ne evita l'usura, mantenendone inalterato il rendimento, ed inoltre la possibilità di scegliere fra un nastro per ogni esigenza. I nastri "Scotch" sono garantiti dal nome Minnesota, la marca dei famosi "Scotch" Video Tapes.

3M MINNESOTA

