

selezione di tecnica radio — tv

9

SETTEMBRE 1963

Spedizione in Abbonamento Postale - Gr. III



L. 250



ROBUK RG/30



Registratore professionale HI-FI
5 Valvole
3 Velocità 19-9, 5-4,75
Bobina da 7" con durata circa 8 ore
Comandi a tastiera
2 ingressi: microfono e radio
contagiri meccanico
indicatore ottico del livello di registrazione
Controllo di pausa
Commutatore di sovraincisione
Prese per altoparlante supplementare
e amplificatore di potenza
PREZZO DI LISTINO L. 115.000



Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E.
NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!!

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

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:

IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTRICI PIU' ESIGENTI!!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre su i quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.** **IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

- VOLTS C. C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
- VOLTS C. A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 1 portata: 200 μ A. C.A. (con caduta di tensione di soli 100 mV)
- OHMS:** 4 portate: $\Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1000$ con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
- 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
- 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
- Rivelatore di REATTANZA CAPACITA':** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
- 4 portate: (2 da 0 a 50 000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
- FREQUENZA:** 3 portate: 0 - 50; 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 portate: da - 10 dB a + 62 dB

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per misure **Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. Ogni strumento I.C.E. è garantito.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500!!!** Il nostro stabilimento completo di puntali antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 18/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**



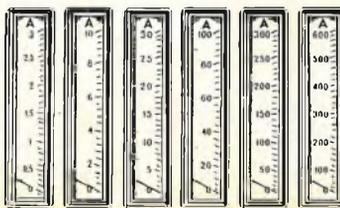
Amperometri a tenaglia J. C. E. mod. 690 - Ampertest

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

Rotolando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile** onde poter altitudine la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame! Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 35 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile; lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala. Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisioni, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

8 portate differenti in Corrente Alternata
 50 - 60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).
 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts
 0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (vedi. fig. 5 e 6)
 1 sola scala visibile per ogni portata
 Il Modello 690 **8** ha l'ultima portata con 600 Volts anziché 500.

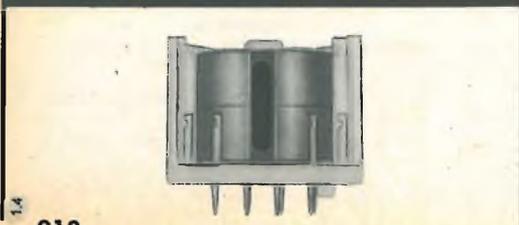
PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8) Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29**



Veramente manovrabile con una sola mano!!!

La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra





Componenti Siemens massima garanzia!

Condensatori elettrolitici

Condensatori MP ed a carta

Condensatori in plastica FKH MKH e MKL

Condensatori "Styroflex"

Condensatori a mica

Condensatori ceramici

Condensatori di avviamento per motori
e di rifasamento

Resistenze a strato di carbone "Karboid"

Resistenze fisse e regolabili

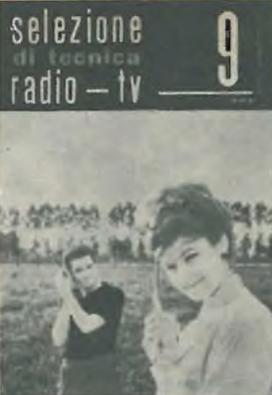
Materiali magnetici "Siferrit" e "Sirufer"

Trasformatori, traslatori, induttanze

Dispositivi elimina-disturbi

SIEMENS & HALSKE A.G. - SETTORE COMPONENTI
Rappresentanza per l'Italia:
SIEMENS ELETTRA SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO

selezione di tecnica radio - tv



In copertina:
Prova di un
interessante
radiotelefono.

SOMMARIO

- 923** A quando il televisore a transistor?
- 927** Multivibratori monostabili a transistor
- 935** Radiotelefono RAYSTAR SM/4001
- 945** Amplificatore preselettore per ricevitore OC
- 949** Rassegna delle riviste estere
- 953** Telecamera a transistor per TV a circuito chiuso (continuazione)
- 962** Attualità
- 965** Alimentatore stabilizzato a transistor
- 971** Interpretazione e misura dei parametri H di un transistor
- 981** Il cinēscopio per televisione - Diapositive a colori PHILIPS
- 986** Notizie tecniche dal mondo
- 989** Oscilloscopio LAEL mod. 642
- 994** Video risate
- 995** Voltmetro a valvola EICO mod. 232 SM/112 (continuazione)
- 1009** Antenne emittenti OC (Teoria e pratica)
- 1013** I lettori ci scrivono

Direzione Redazione:
Via Petrella, 6
Milano - Tel. 21 10 51.

Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di
Milano N. 4261 dell'1-3-57.

Grafiche IGIESSE - Milano.

Concessionario esclusivo per la
diffusione in Italia e all'Estero:

MESSAGGERIE ITALIANE
Via P. Lomazzo, 52
MILANO - Tel. 33 20 41.

Rivista mensile illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo III - Prezzo della Rivista L. 250, numero arretrato L. 500 - Abbonamento annuo L. 2.800 - per l'Estero L. 5.000. I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano.

Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati, sono riservati a termini di Legge.

IL TELEVISORE

CHE DA' SUBITO L'IMMAGINE

Abbiamo voluto conservare il titolo di un breve articolo apparso nella Rivista «Quattrosoldi» affinché coloro che l'hanno letto, e che ora sfogliano questa Rivista, sappiano di trovarne qui la continuazione, o meglio la risposta. Ma anche coloro che non l'hanno letto apprenderanno, da queste righe, cose interessanti. Noi siamo estimatori di « Quattrosoldi » e ne riconosciamo l'encomiabile utilità; però crediamo doveroso rettificare alcuni punti del citato articolo che dice cose non proprio esatte.

« Quattrosoldi » è rivolta al pubblico e la nostra Rivista ai tecnici, i quali intenderanno senza fatica l'opportunità delle rettifiche.

Il televisore, è scritto nell'articolo, ottiene la « partenza rapida » mercé il preriscaldamento delle valvole, ossia con le valvole in costante accensione.

Per allontanare dal lettore qualunque prevenzione contro le valvole accese ininterrottamente viene portato l'esempio del frigorifero e dello scaldabagno accesi — appunto, — in continuità. Ma ci si scorda che questi due elettrodomestici sono forniti di termostato il quale regola l'accensione e lo spegnimento automaticamente quando vengono raggiunti determinati limiti di temperatura.

L'esempio — è chiaro — non regge perché non si tratta di accensioni ininterrotte, come quella a cui verrebbero sottoposte le valvole del televisore a immagine rapida.

Per spiegare al pubblico che non è cosa eccezionale far funzionare le valvole in continuità si porta l'esempio delle apparecchiature professionali in uso alla Rai-TV. Il lettore profano, ovviamente, non si sofferma a considerare che i grandi complessi impiegano un numero assai elevato di valvole le quali vengono sostituite a intervalli regolari, dopo un determinato numero di ore, indipendentemente dalla loro residua efficienza.

In altri termini c'è, ed è naturale che ci sia e sembra lapalissiano rilevarlo, un'abissale differenza tra le esigenze e i mezzi di manutenzione di una grande stazione trasmittente e quelli di un apparecchio casalingo.

Appare quindi un po' spinto l'aver cercato quei termini di paragone a sostegno di un'affermazione non dimostrabile.

Poi vengono altre grandi promesse di sicuro effetto sul pubblico: i guasti, si dice, nelle valvole pre-accese vengono ridotti, perciò la durata delle valvole ne risulta prolungata. Ciò dovrebbe convincere chiunque sulla convenienza economica del sistema, in aggiunta alla grande novità di far apparire rapidamente le immagini sul teleschermo.

Come dire: — avrete un televisore di eccezionale funzionamento che vi costerà meno, in riparazioni, di qualsiasi altro. Qui conviene soffermarsi un poco. Prima di affermare che i televisori dotati del dispositivo di pre-accensione riducano effettivamente i guasti dipendenti dalle valvole occorre stabilire la natura dei difetti dovuti alle valvole stesse.

Non dobbiamo dimenticare che le valvole termoioniche, come tutti i prodotti industriali, sono sottoposte ad un rigoroso collaudo che ne determina, con molta precisione, la funzionalità.

Inoltre la vita delle valvole, a parità di condizioni di lavoro, dipende in massima parte da due elementi: l'emissione del catodo e la durata del filamento.

Il primo elemento è legato al fenomeno tecnologico e pertanto può essere, con sufficiente approssimazione, determinato. La durata del filamento invece è legata alla più o meno rapida cristallizzazione del tungsteno (W), materiale di cui è normalmente composto il filamento stesso.

Nel tungsteno la cristallizzazione avviene quando il filamento è caldo, pertanto il fenomeno procede non soltanto a filamento acceso ma anche, seppure in misura minore, a filamento sotto-acceso.

Ne consegue che la pre-accensione mentre riduce l'usura delle valvole dovuta alle varie operazioni di accensione a spegnimento del televisore, ne accorcia notevolmente la vita dato che le stesse rimangono accese in continuazione.

Osserviamo ora la faccenda dei 240 secondi di accensione per avere l'immagine: chi mai s'è trovato ad attendere ben quattro minuti primi — tanti essendo i corrispondenti di 240 secondi — prima di percepire compiutamente l'immagine, salvo possedere un apparecchio coi componenti al limite della loro funzionalità?

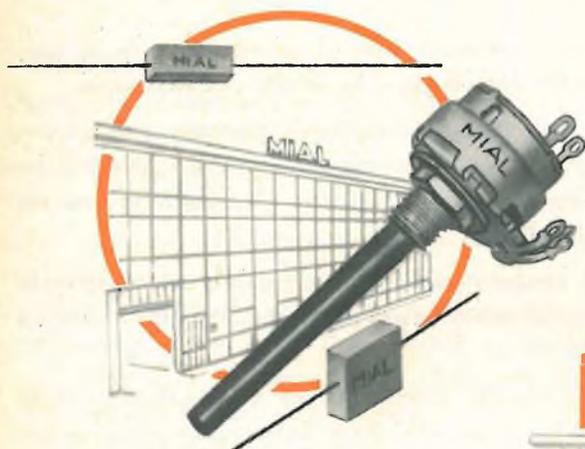
Ed ora aggiungiamo una nostra considerazione, sfuggita all'articolista di « Quattrosoldi »: un'alta percentuale dei televisori in uso è alimentata attraverso uno stabilizzatore di tensione del quale, in certe località, non si può assolutamente fare a meno, dati gli sbalzi della rete d'alimentazione. Provino gli sperimentatori, a tenere uno stabilizzatore in costante funzionamento 24 ore su 24, poi ci sapranno dire quanto tempo dura!

Sulla manutenzione in tal caso verrebbe ad incidere il costo non indifferente di un nuovo stabilizzatore.

Concludendo: ben vengano, se dovranno venire, i televisori ad accensione rapida, ma non col sistema delle valvole pre-riscaldate. O almeno, non si lanci un èureka facendo credere al pubblico che esiste economicità laddove non ve n'è affatto.

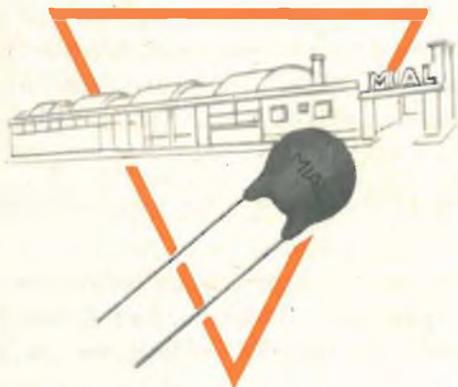
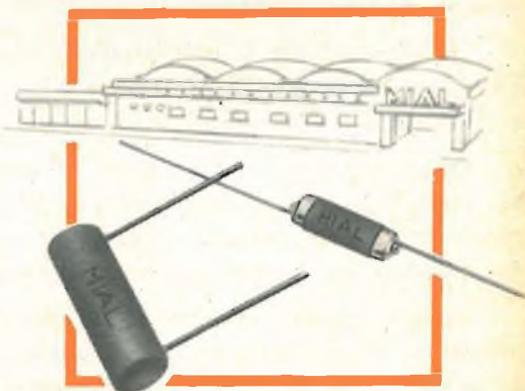
Per ora, conviene attendere poche decine di secondi, non certo duecento-quaranta, finché sia ben visibile l'immagine, in attesa del televisore a transistor, che, oltre alla caratteristica di rendere immediatamente l'immagine, impiega tutti componenti funzionanti a temperatura ambiente, offrendo così la migliore delle garanzie per una lunga durata e un bassissimo costo di manutenzione.

MIAL



Condensatori a mica
Condensatori ceramici
Condensatori a film plastico
Potenziometri a grafite

Stabilimenti:
n° 1 MILANO
n° 2 SABAUDIA (LT)
n° 3 LOMAGNA (CO)



I componenti fabbricati dagli
Stabilimenti italiani della
MIAL S.p.A. vengono anche prodotti
negli stabilimenti delle Società
Estere collegate:
MIALBRAS - S. Paolo
MEX MIAL - Mexico City
MIALSON - Buenos Ayres

DIREZIONE GENERALE E UFFICI: MILANO - Via Ronchi 16/8 - Telef. 2.361.341/2/3/4



A QUANDO IL TELEVISORE A TRANSISTOR

Questa domanda posta due o tre anni fa difficilmente avrebbe avuto una risposta precisa. Oggi, possiamo con sicurezza affermare che non passerà molto tempo che tutti i televisori saranno equipaggiati con un numero sempre più grande di transistor.

Questa affermazione, vale anche per altri tipi di apparecchiature elettroniche; e questa non è una nostra opinione ma il pensiero di molti specialisti in questo campo. Qualche tempo fa, su una rivista americana, un autorevole tecnico esponeva interessanti idee circa l'impiego dei transistor nelle apparecchiature di bassa frequenza Hi-Fi. L'autore affermava arditamente che la parola decisiva nel campo dell'alta fedeltà verrà data proprio dai transistor, e questo per varie ragioni: e cioè, per ottenere un livello di distorsione più basso, una banda di frequenza più estesa (100 kHz), una più bassa distorsione di fase, un più elevato fattore di smorzamento e una riproduzione migliore dei transistori di un brano musicale.

Altri, invece, la pensano diversamente e affermano che i transistor hanno introdotto una nuova forma di distorsione! Altri, infine, non osano pronunciarsi definitivamente pro o contro l'impiego dei transistor nelle apparecchiature di bassa frequenza per alta fedeltà.

Comunque, un fatto è certo: i semiconduttori ci offrono prospettive illimitate per l'avvenire, soprattutto nel campo della miniaturizzazione che attualmente è la tendenza seguita dai principali costruttori di apparecchiature elettroniche.

Le apparecchiature equipaggiate con transistor richiedono in generale un servizio di manutenzione molto inferiore a quello richiesto dalle apparecchiature equipaggiate con valvole; essi, infatti, offrono una maggiore sicurezza di funzionamento, e hanno una durata di vita molto maggiore rispetto a quella delle valvole.

Per tornare all'impiego dei semiconduttori nel campo della televisione è bene dire subito che l'introduzione del transistor in questo campo non è dettata dal semplice desiderio di novità ma piuttosto dall'ineluttabile esigenza tecnica di volere sfruttare anche in questo campo alcuni innegabili vantaggi offerti dai transistor.

La transistorizzazione potrebbe infatti modificare profondamente tutta l'attuale impostazione tecnica dei televisori.

Alcuni tipi di televisori a transistor

Attualmente, un televisore completamente transistorizzato, è considerato una curiosità che si può osservare in qualsiasi

mostra di radio e televisione in Italia e all'estero; fanno eccezione i piccoli televisori giapponesi che attualmente vengono già prodotti in grande serie. È impossibile studiare l'evoluzione del ricevitore televisivo a transistor senza fare menzione dei giapponesi che, in questo campo, hanno fatto effettivamente un decisivo passo in avanti. Anche gli americani non sono rimasti inattivi; hanno saputo infatti attirare la nostra attenzione con alcuni interessanti modelli di ricevitori transistorizzati, come per esempio, il « Safari », realizzato dalla Philco. Questo piccolo apparecchio possedeva nella parte superiore uno specchio opportunamente orientabile nel quale appariva ingrandita da una lente, l'immagine proveniente da un tubo a raggi catodici di 5 cm.

Poco tempo dopo abbiamo visto l'Astronaut, un televisore portatile con schermo rettangolare con diagonale di 47 cm prodotto dalla Motorola.

Malgrado le qualità e le eccellenti prestazioni di questi apparecchi portatili, il loro successo resta attualmente ristretto a causa della ridotta dimensione dello schermo e del prezzo considerevolmente elevato.

Mentre per un televisore portatile i vantaggi offerti dai semiconduttori sono indiscutibili, ci potremmo domandare se l'impiego dei transistor in un televisore classico per appartamento può avere qualche utilità pratica.

Alimentazione e consumo di un televisore a transistor e di un televisore a valvole

Nel caso dei ricevitori portatili, è soprattutto la riduzione del consumo e del volume d'ingombro che interessano principalmente. Si tratta, infatti, di ricevitori con alimentazione autonoma mediante batterie.

Per avere un'idea del consumo di un televisore portatile, ci riferiremo a un ricevitore giapponese che con i suoi 12 W, compresa l'accensione del filamento del cinescopio, detiene senz'altro il record del minimo consumo.

L'alimentazione dei televisori mediante

batterie resta comunque un problema spinoso.

A questo proposito c'è una sola scelta: o usare le batterie con elementi di piombo o quelle al nichel-cadmio. Le prime sono molto pesanti e siccome non possono essere a chiusura stagna, producono fenomeni di ossidazione per emanazione dei vapori di acido solforico, hanno il vantaggio, però, di avere delle prestazioni elettriche molto eccellenti. Le batterie al nichel-cadmio sarebbero ideali perché completamente stagne; ma il loro costo è eccessivo.

È questo il motivo per cui molti costruttori preferiscono, malgrado gli inconvenienti citati, usare la classica batteria con elementi di piombo.

Nei ricevitori giapponesi si trovano generalmente due piccoli accumulatori da 6 V (3 A/h) isolati dal resto dell'apparecchio allo scopo di evitare pericoli di ossidazione.

Questo è quello che possiamo dire riguardo all'alimentazione dei televisori transistorizzati portatili. Qual'è però, la posizione dei televisori normali da appartamento di fronte allo stesso problema?

Indubbiamente, i vantaggi offerti dai transistor sono reali e in alcuni casi decisivi. Consideriamo, innanzitutto il rapporto fra la potenza consumata e la potenza utile dell'apparecchio. Questo rapporto, in un ricevitore a transistor è molto favorevole. Tutti sanno che il consumo della catena di accensione dei filamenti di un ricevitore equipaggiato con valvole rappresenta pressapoco la metà del consumo totale dell'apparecchio.

Abbiamo detto in precedenza che un piccolo televisore completamente transistorizzato consuma circa 12 W. Possiamo supporre che in un ricevitore a grande schermo completamente transistorizzato, il consumo raggiunga il valore di 30 o 40 W, mentre sappiamo che in un analogo televisore equipaggiato con valvole il consumo va da 150 a 200 W. Se ne deduce che in un ricevitore transistorizzato si ha una minima produzione di calore. Ciò significa: ridotta usura di tutti quei componenti come resistenze, condensatori, materiali isolanti dei trasformatori, i quali, a lungo andare, sotto l'influenza

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO - VIA MOSCOVA 40/7



NUOVO ANALIZZATORE mod. A 462 20 kOhm/V

CARATTERISTICHE

| | |
|----------------------------------|---|
| Sensibilità Vcc | 20.000 Ohm/V. |
| Sensibilità Vca | 2.000 Ohm/V. |
| Portate f.s. Vcc | 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V con puntale AT/cc mod. 462/30 K sino a 30 KV |
| Portate f.s. Vca | 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V. |
| Portate f.s. Mu | 5 - 15 - 50 - 150 V. |
| Portate f.s. Icc | 50 μ A - 0,5 - 5 - 50 - 500 mA. |
| Campo misura resist. | da 1 Ohm a 10 MOhm. |
| Portate misura resist. | x1 - x10 - x100 - x1K (50 c.s.). |
| Precisione taratura f.s. | Vcc 2,5 % - Vca Icc 3 % Ohm 5 %. |
| Campo di frequenza Vca | da 20 Hz a 20 KHz entro 3 dB. |
| Campo di frequenza Mu | da 50 Hz a 20 KHz entro 3 dB. |

ACCESSORI

Puntale AT/cc mod. 462/30 K

della temperatura elevata dovuta ai filamenti, invariabilmente si deteriorano. Bisogna, inoltre aggiungere che, in un televisore equipaggiato con valvole, sono presenti tensioni più o meno elevate che spesso producono perdite di isolamento, correnti di fuga nei condensatori e una ridotta resistenza all'umidità di tutti i componenti sotto tensione. Ora, tutte queste cause di inconvenienti sono **inesistenti** in un ricevitore equipaggiato a transistor, e ciò contribuisce decisamente ad una vera sicurezza di funzionamento. C'è inoltre da aggiungere, l'enorme semplificazione del cablaggio consentita dall'impiego dei transistor in quanto, per esempio, non esistono più i circuiti di accensione dei filamenti; ciò comporta un guadagno di tempo nella costruzione e un notevole risparmio di materiali, come condensatori di disaccoppiamento, bobine di arresto di alta frequenza, termistori ecc. I transistor, inoltre, possono venire inseriti direttamente in un circuito stampato e quindi, oltre al risparmio degli zoccoli, vengono eliminati di colpo tutti quegli inconvenienti derivanti dai falsi contatti dei piedini delle valvole.

Citiamo, infine, la notevole riduzione del volume di tutto il circuito; ciò consente una miniaturizzazione tale che il futuro telaio di un televisore si ridurrà a una sola piastra di circuito stampato di uno o due decimetri quadrati.

Resta comunque un elemento molto importante che, ancor oggi, pone un limite ben determinato alle possibilità di riduzione di volume del televisore, e questo è il **cinescopio**. È in questo senso che noi aspettiamo una evoluzione spettacolare e decisiva. Si parla ormai da molto tempo di un **cinescopio piatto**. Attualmente, in tutti i laboratori di ricerca del mondo si fanno delle ricerche intense in questa direzione, e non sarà lontano il giorno in cui si troverà quel principio fisico che consentirà la riproduzione di immagini sullo schermo di un « tubo piatto ». Quel giorno, la transistorizzazione e la miniaturizzazione del televisore contribuiranno a realizzare finalmente un apparecchio molto compatto. Per coloro che si accontenteranno di un piccolo schermo si potrà finalmente parlare di un televisore tascabile.

Situazione attuale

In previsione di tutto questo, possiamo domandarci a qual punto attualmente è arrivata la transistorizzazione nel campo dei televisori. Il problema potrebbe considerarsi già risolto in quanto esistono già dei prototipi equipaggiati con cinescopi con angolo di deflessione di 110°.

Bisogna subito dire però che questi apparecchi sono, in genere, equipaggiati con transistor **non di produzione normale** e di cui esistono soltanto alcuni esemplari per prove di laboratorio. In generale, questi transistor devono essere ulteriormente messi a punto prima che si possa produrli su scala industriale. Attualmente, comunque, si è riusciti a transistorizzare con innegabili vantaggi alcune parti del televisore. In questo senso si parla di ricevitori **ibridi**, equipaggiati in parte con transistor e in parte con valvole.

Le attuali tendenze sono due: ci sono quelli che si oppongono ostinatamente ad adottare una soluzione intermedia, e che si attengono al principio del « tutto o niente », e quelli invece che preconizzano il passaggio progressivo dalla valvola al transistor con il vantaggio di acquistare una certa esperienza in questo nuovo campo.

Ricordiamoci che, nel campo dei radio-ricevitori, inizialmente furono fabbricati ricevitori portatili ibridi equipaggiati con un certo numero di valvole e un certo numero di transistor. In televisione, è soprattutto l'amplificatore di bassa frequenza che pone meno problemi; per questo circuito si sono realizzati in questi ultimi tempi dei montaggi molto interessanti. Ricordiamo, in proposito, i numerosi tipi di stadi finali **senza** trasformatore di uscita realizzati grazie all'impiego dei transistor complementari p-n-p/n-p-n. Nel campo dell'alta frequenza, sono stati lanciati da poco sul mercato transistor con caratteristiche molto interessanti. Con essi è stato possibile realizzare amplificatori di media frequenza audio e video, aventi eccezionali prestazioni.

In un prossimo articolo tratteremo i problemi specifici che si incontrano per la completa transistorizzazione di un televisore.

(continua)

L. C.

MULTIVIBRATORI MONOSTABILI A TRANSISTOR

a cura di Bruno Viacava

Il transistor si presta ad essere impiegato con relativa facilità, quale interruttore senza contatti, nei noti circuiti elaborati in base alla tecnica delle valvole. L'esperienza ha dimostrato che le variazioni di temperatura, le quali normalmente limitano molte applicazioni dei transistor non hanno praticamente influenza alcuna sul funzionamento dei multivibratori.

Detti circuiti, infatti, presentano, se ben dimensionati, una elevata stabilità nel funzionamento di commutazione.

Appresso, viene brevemente accennato alle caratteristiche dei noti tipi di circuiti multivibratori: il concetto di « stabile » od « astabile » è inteso riferito allo stato di conduzione o di blocco, di uno dei transistor facenti parte del circuito, in un determinato istante. Ci si riferisce quindi a stati elettrici distinguibili, quali, ad esempio, quelli rappresentati da una lampadina quando è accesa oppure quando è spenta.

a) Un circuito viene chiamato « monostabile » allorchè possiede una sola condizione elettrica stabile, che può bensì venire mutata, per effetto di un impulso esterno, ma soltanto per un tempo determinato. Trascorso detto tempo si ripristina automaticamente la condizione primitiva. (Il circuito richiede per la sua realizzazione l'impiego di almeno 2 transistor).

b) Un circuito viene chiamato « bistabile » allorchè la sua condizione elettrica viene modificata in un'altra condizione, parimenti stabile, per effetto di un impulso esterno: è necessario dare un nuovo impulso, di polarità opportuna, affinché si ripristini la condizione originariamente considerata. (Per realizzare il circuito occorrono sempre almeno 2 transistor a giunzione: si può impiegare un unico transistor, quando questo, come nel caso dei transistor a punte, ha un valore del coefficiente di amplificazione « alfa » maggiore dell'unità).

c) A differenza dei circuiti di cui ad a) e b), il multivibratore « astabile » non ha

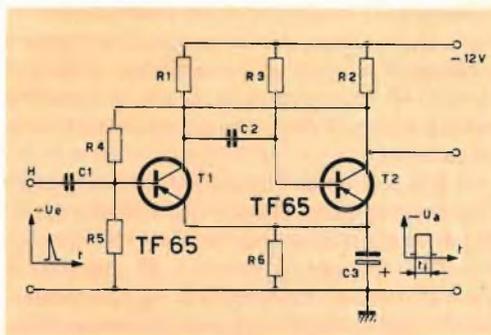


Fig. 1 - Circuito monostabile a 2 transistor, per impulsi rettangolari, della durata di 1 sec. e, variando il valore della capacità C_2 , di 5 $\mu\text{sec} \pm 10 \text{ sec}$.

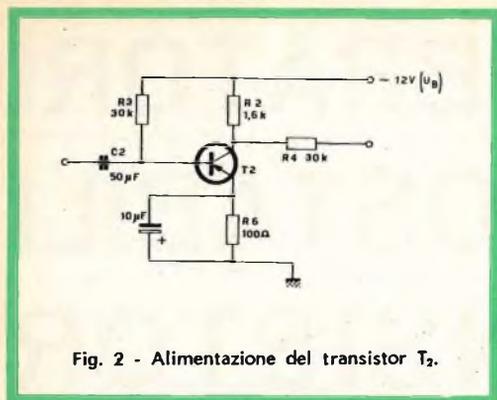


Fig. 2 - Alimentazione del transistor T_2 .

alcuna condizione elettrica stabile. Si ha un continuo ed automatico passaggio da uno stato di conduzione ad uno di blocco, senza alcuna dipendenza da impulsi esterni, secondo un determinato ritmo, definito dalle costanti del circuito. Il multivibratore nel passare da uno stato all'altro, impiega il tempo occorrente alla carica del condensatore pertinente al transistor che si trova in fase di conduzione. (Il circuito richiede, per la sua realizzazione, l'impiego di 2 transistor).

Multivibratore monostabile

Si è detto che, per multivibratore monostabile, si intende un circuito il quale, mediante un impulso di comando, viene portato dalla sua posizione originaria e stabile in un'altra labile e che, trascorso un determinato tempo, ritorna, indipendentemente da comandi esterni, nella posizione primitiva. Il multivibratore monostabile è, pertanto, paragonabile ad un interruttore a tempo che, una volta eccitato, chiude il circuito di alimentazione di un utilizzatore per aprirlo, più tardi, senza alcun intervento esterno.

Il suo campo di impiego si estende, principalmente, dalla tecnica della rigenerazione di impulsi a quella dell'ottenimento di ritardi e di prolungamento di impulsi. Il multivibratore monostabile è particolarmente indicato per schemi di temporizzatori e ritardatori elettronici.

La durata degli impulsi, rispettivamente il tempo di ritardo, può essere variata, uti-

lizzando i transistor attualmente a disposizione, tra un microsecondo e circa 30 min. La potenza di commutazione, a sua volta, può variare senza impiego aggiuntivo di relè, tra pochi microwatt e circa 50 W per transistor. Verrà, di seguito, descritto un multivibratore funzionante in saturazione, il cui pregio essenziale consiste nella semplicità di circuito, nel quale le giunzioni base-emettitore vengono anche polarizzate inversamente.

Funzionamento del circuito monostabile

Caratteristica dei circuiti monostabili (e dei multivibratori in generale) è che, mentre un transistor si trova sicuramente in fase di blocco, l'altro transistor debba trovarsi pienamente pilotato in fase di conduzione. La corrente di base deve cioè essere sufficiente, per un determinato valore della corrente di collettore, a portare il transistor in saturazione. Se lo schema non viene dimensionato in base a detta considerazione, è facile ottenere labilità di funzionamento ed elevata influenza delle variazioni di temperatura. Infatti, il passaggio della corrente inversa, nel transistor in fase di blocco, è funzione della temperatura e si incrementa con l'aumentare della stessa.

In un transistor saturato, la caduta di tensione fra emettitore e collettore è inferiore alla tensione di emettitore - base necessaria per renderlo conduttore: il transistor in saturazione mantiene bassa, interdiciendo, la tensione necessaria all'alimentazione del transistor che gli è collegato tramite il collettore.

La figura 1 rappresenta il circuito in esame. Il transistor T_2 è in fase di conduzione perchè la sua base, collegata direttamente tramite la resistenza R_3 a potenziale negativo (-12 V), riceve la corrente necessaria per il pilotaggio. La tensione al collettore del transistor T_2 è data, perciò, dalla somma dei valori di $U_{CE\text{ rest}}$ e di U_{R_6} . ($U_{CE\text{ rest}}$ rappresenta la tensione residua ai capi della giunzione collettore-emettitore, mentre U_{R_6} è la caduta di tensione ai capi della resistenza R_6). Essa è quindi molto piccola, essendo R_6 molto minore di R_2 e non permette pertanto che, attraverso la

resistenza R_4 , passi una corrente di base sufficiente ad alimentare il transistor T_1 : quest'ultimo si viene a trovare in fase di blocco.

Infatti, come appare dalla figura 2, se si suppone che il valore della tensione residua U_{CE} sia, come di consueto per i transistor di piccole potenze, oscillante intorno ai 0,2 V si ottiene, ai capi di R_6 , una caduta di tensione di circa 0,69 V.

Pertanto, il valore della tensione presente all'estremo inferiore della resistenza R_2 è praticamente quello della intera tensione di batteria U_B : attraverso la resistenza R_4 , la base di T_1 riceve una tensione all'incirca positiva, la quale, con opportuna scelta della resistenza R_5 , porta il transistor T_1 sicuramente all'interdizione.

Il partitore di tensione $R_4 - R_5$ ha il compito di provvedere che il transistor T_1 , in condizione di circuito stabile, sia sicuramente bloccato: per questo occorre che la caduta di tensione presente ai capi della resistenza R_5 sia più piccola di quella presente ai capi di R_6 .

(La tensione ai capi di R_6 , come si vedrà più avanti, deve sempre essere da 2 a 5 V maggiore della tensione di base-emettitore del transistor in fase di conduzione: in valore assoluto tra 0,5 ed 1 V. Nel nostro caso, fig. 2), la caduta di tensione ai capi di R_6 è di 0,69 V, il che determina, ai capi di R_5 , una tensione di 0,17 V).

Una sicura interdizione del transistor T_1 sarebbe anche ottenibile se le due resistenze R_4 ed R_5 avessero circa lo stesso valore. È importante però osservare, per la determinazione del valore di R_5 , che anche la corrente inversa I_{CO} di T_1 vi provoca una caduta di tensione la quale, in ogni caso, deve essere inferiore a quella di R_6 .

Naturalmente, nel computo, deve essere considerata la corrente inversa che si ha nel circuito alla massima temperatura di funzionamento desiderata.

Se diamo un impulso negativo in ingresso, lato H di figura 1, la tensione tra base ed emettitore (U_{BE}) del transistor T_1 , diviene, per un breve istante, negativa: il transistor T_1 assorbe corrente di base, con il che si ha corrente di collettore e quindi una caduta di tensione su R_1 .

Il condensatore C_2 riporta la variazione di tensione sulla base del transistor T_2 .

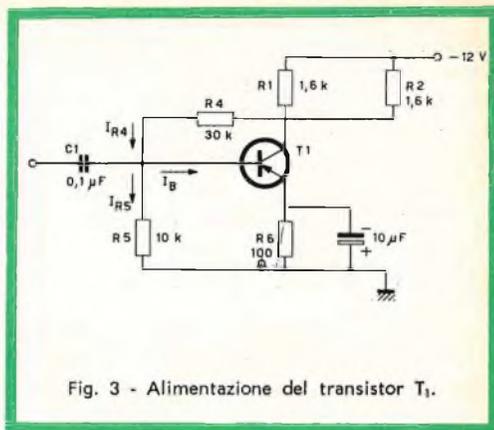


Fig. 3 - Alimentazione del transistor T_1 .

dU

Poiché la variazione $\frac{dU}{dt}$ è positiva, la ba-

dt

se del transistor T_2 diviene pure positiva interdicensi la corrente emettitore-collettore.

La tensione U_{CE} al collettore del transistor T_2 diviene rapidamente negativa e di valore tale che il partitore $R_4 - R_5$ alimenti il transistor T_1 con la necessaria corrente di base. Il suo pilotaggio viene fortemente accelerato mediante l'accoppiamento di C_2 .

C_2 presenta, nell'istante di passaggio dalla posizione stabile a quella instabile, una tensione positiva relativamente elevata sulla base del transistor T_2 (all'incirca $+U_B$) e si scarica ora lentamente su R_3 (per giungere ad un potenziale $-U_B$) sintantochè raggiunge il valore di 0 V. Non appena U_{BE} assume valore negativo, si ha passaggio dalla posizione instabile a quella stabile: il transistor T_2 entra in fase di conduzione; la caduta di tensione sulla resistenza R_2 aumenta provocando, attraverso R_4 , riduzioni del valore di corrente di collettore del transistor T_1 e un ritorno del circuito nella posizione primitiva. Il multivibratore è ora pronto a ripetere il suo processo ad un nuovo impulso negativo.

Impulsi positivi sulla base del transistor T_1 non causano alcuna eccitazione del circuito.

Dimensionamento del circuito multivibratore monostabile

Si deve, innanzi tutto, considerare la resistenza R_2 ; essa rappresenta sia il valore

del carico, sia l'impedenza di uscita del multivibratore.

R_2 si determina in base alla grandezza del carico, cioè in base alla massima intensità di corrente richiesta dall'utilizzatore: essa, pertanto, deve ritenersi data.

Perchè il transistor T_2 sia pilotato con sicurezza (allorchè il circuito si trova in posizione stabile), la resistenza R_3 deve consentire il passaggio della necessaria corrente di base.

Essendo essa B volte minore del valore della corrente di collettore (B è fattore di amplificazione in corrente continua) si ha:

$$R_3 = R_2 B \quad (1)$$

Per poter garantire, con buona sicurezza il funzionamento del circuito a basse temperature, aumentiamo il valore di R_2 del $20 \div 30\%$; pertanto si ha:

$$R_3 \approx 0,8 B R_2 \quad (2)$$

Non esistendo, in contrario, particolari ragioni, si può dare alla resistenza di collettore R_1 lo stesso valore di R_2 ; si determina il partitore R_4 ed R_5 e la resistenza di emettitore comune R_6 tenendo presente quanto prima considerato.

La resistenza R_6 si può, in ampi limiti, scegliere a piacere: noi la calcoleremo in modo tale che la corrente che l'attraversa ($-I_{C1}$, rispettivamente, $-I_{C2}$) provochi, in essa, una caduta di tensione da 2 a 5 V la tensione U_{BE} a transistor in fase di piena conduzione (transistor saturato), vale a dire da 0,4 ad 1 V.

La resistenza di emettitore ha il compito di polarizzare negativamente l'emettitore del transistor T_1 , affinché ricevendo, tramite R_5 , una tensione di base positiva, lo stesso risulti con sicurezza in fase di blocco allorchè il transistor T_2 è in fase di conduzione.

La resistenza di partitore R_5 non dovrebbe, teoricamente, essere più piccola di R_4 , poichè, quando il transistor T_1 si trova in fase di blocco, questa deve soltanto determinare una caduta di tensione U_{EC} positiva e, normalmente (sempre a transistor bloccato), la caduta di tensione U_{R4} è minore di quella U_{R6} . La considerazione suddetta, tuttavia, non vale nel caso dei transistor al

germanio, poichè, come è noto, il valore della corrente di blocco del diodo collettore-base si fa notevole ad elevate temperature. R_5 deve, pertanto, essere sempre minore di R_4 ; per i transistor tipo TF 65 deve essere dimensionata più piccola di $15 \text{ k}\Omega$ e, generalmente, secondo l'espressione:

$$R_5 < \frac{R_3 U_{R6}}{3 U_{OE \text{ rest}}} \quad (3)$$

Ricapitolando quindi brevemente quanto occorre fare per la determinazione di R_4 : il transistor T_1 deve essere, quando il multivibratore è in posizione stabile, sicuramente bloccato, vale a dire:

$$U_{R5} < U_{R6} \quad (4)$$

Questa condizione viene soddisfatta rispettando la (3).

Il transistor T_1 deve essere, in posizione stabile, sicuramente pilotato.

R_4 deve consentire il fluire della corrente di base I_{B1} e della corrente di polarizzazione che attraversa R_5 .

Per il punto A, di figura 3, valgono le leggi di Kirchhoff:

$$I_{R4} = I_B + I_{R5} \quad (5)$$

inoltre è

$$I_{R4} = \frac{U}{R_2 + R_4}; \quad (6)$$

$$I_B = \frac{I_{C1}}{B} \approx \frac{U}{R_1 B} \quad (7)$$

$$I_{R5} = \frac{U_{BE1} + U_{R6}}{R_5} \quad (8)$$

dove U è la tensione ai capi di $R_2 + R_4$ (6).

Si sostituisca nell'uguaglianza (8) $U_{BE1} + U_{R6}$ con UF , dove

$$F = \frac{U_{BE1} + U_{R6}}{U} \quad (9)$$

ossia F rappresenta il rapporto tra la tensione ai capi di R_5 e le tensioni ai capi

componenti elettronici

RAYTHEON

Excellence in Electronics



RAYTHEON - ELSI S.p.A.

Filiale ITALIA:

MILANO - Piazza Cavour, 1

Telefono: 854601 - Telex 31333

Telegrammi: RAYTHEONELSI - MILANO

Transistori al germanio e al silicio • Tubi a raggi catodici ad uso professionale • Cannoni elettronici • Tubi industriali
Cinescopi da 17", 19", 21", 23", 24", 27", a 70°, 90°, 110°, 114°
(prod. SELIT)

di $R_2 + R_4$; si ottiene, dall'uguaglianza (5):

$$I_{B4} = \frac{U}{R_2 + R_4} = \frac{U}{R_1 B} + \frac{UF}{R_5}$$

e perciò

$$R_4 = \frac{R_1 R_5 B}{R_5 + R_1 B} - R_2 \quad (10)$$

Introducendo nuovamente il fattore di sicurezza 0,8, otteniamo per R_4

$$R_4 \leq 0,8 \left(\frac{R_1 R_5 B}{R_5 + R_1 B} - R_2 \right) \quad (11)$$

Così sono state determinate tutte le resistenze del multivibratore.

Osservazioni

La resistenza R_3 può essere anche più piccola del valore trovato, senza pregiudizio per il funzionamento. È così possibile servirsi di R_3 per regolare, con continuità la durata degli impulsi del circuito, nel rapporto di $1 \div 100$, tenendo naturalmente presente che la corrente di base ammissibile condiziona il campo di regolazione.

La costante di tempo $C_2 R_3$ determina, essa sola, la durata dell'impulso. Infatti, durante la scarica del condensatore C_2 , il transistor T_2 è ancora interdetto e le correnti inverse non possono influenzare il processo sensibilmente.

Si è visto che, al passaggio dello «zero» del valore della tensione applicata al condensatore, il quale tenderebbe a caricarsi a potenziale $-U_B$, si ha il ritorno dalla posizione instabile a quella stabile.

Per la scarica di un condensatore, caricato a tensione V , vale

$$V_x = V e^{-\frac{t}{RC}} = V e^{-\frac{t}{T}} \quad \text{ove } T = RC;$$

nel caso in esame, il condensatore C_2 deve scaricarsi da un potenziale $+U_B$: pertanto,

$$\text{si avrà } U_{C2} = 2 U_B \cdot e^{-\frac{t}{RC}}; \text{ per } U_{C2} = U_B$$

$$e^{-\frac{t}{T}} = 1/2 \text{ da cui } \frac{t}{T} = \ln 2$$

quindi:

$$t = 0,69 T = 0,69 R_3 C_2$$

La durata dell'impulso è quindi circa 0,7 V la costante di tempo $C_2 R_3$. L'esperienza dimostra che detto valore viene rispettato, sintantochè U_B è molto maggiore di U_{BE} ; infatti, per questa condizione, la corrente inversa base-collettore non influenza il fenomeno di scarica del condensatore, ed il tempo t viene ad essere molto maggiore del tempo di commutazione del multivibratore.

Per ottenere un buon funzionamento, i due transistor debbono essere dello stesso tipo e presentare una caduta di tensione collettore-emettitore bassa. Le tensioni di uscita ai capi del carico sono molto stabili e praticamente indipendenti dalle caratteristiche proprie dei semiconduttori impiegati.

Se, al posto delle resistenze R_1 ed R_2 , si impiega un relè di caratteristiche adeguate, si può ottenere un eccellente ritardatore elettronico. R_1 ed R_2 sono quindi le resistenze di lavoro, delle quali, come si è visto, si tiene conto nel dimensionamento del multivibratore. Esse debbono essere di valore tale che, quando i transistor vengono pilotati in condizione stabile, non passi alcuna corrente superiore a quella massima ammissibile per le giunzioni.

Generalmente i multivibratori vengono dimensionati simmetricamente, vale a dire che le resistenze R_1 ed R_2 hanno i medesimi valori.

Soltanto se la commutazione si deve ripetere con grande frequenza, è opportuno dimensionare il circuito in modo asimmetrico.

Occorre, infatti, un certo tempo, affinché il processo possa ripetersi.

Il condensatore C_2 , dopo la scarica, deve venir nuovamente caricato, attraverso la resistenza R_1 e quella del tratto base-emettitore del transistor T_2 .

PROVATRANSISTORI

GB 83

Il **Provatransistori GB 83** è una apparecchiatura molto semplice che, in condizioni di alimentazione mediamente simili a quelle del loro impiego, misura il guadagno di corrente (beta) dei transistori. Il guadagno di corrente è direttamente letto su uno strumento indicatore che copre il campo da 0 a 250 in due portate. La misura è eseguita impiegando un segnale a 5000 Hz ottenuto da un oscillatore incorporato; la frequenza è sufficientemente alta per consentire l'impiego di condensatori di accoppiamento a carta di alta stabilità, pur mantenendosi sempre molto più al di sotto della frequenza di taglio dei transistori.

L'alimentazione del transistore in prova è ottenuta applicando una tensione collettore-emettitore di 4 Volt e con polarizzazione della base per una corrente di 1 mA nell'emettitore.



PRINCIPALI CARATTERISTICHE

TIPI DI TRANSISTORI. Entro i limiti di polarizzazione specificati possono essere provati tutti i tipi di transistori, quali: NPN e PNP a giunzione - A contatto N o P - A diffusione - Triodi e Tetriodi al germanio o al silicio.

POLARIZZAZIONE. I transistori vengono provati con una tensione collettore-emettitore di circa 4 Volt e con una polarizzazione di base tale che circoli una corrente di circa 1 mA nell'emettitore.

FREQUENZA DI PROVA. 5.000 Hz.

SEGNALE D'INGRESSO per la prova dei transistori. Inferiore a 3 μ A pp.

UNA

APPARECCHI RADIOELETRICI - MILANO

Via Cola di Rienzo, 53/A - Tel. 47.40.60 - 47.41.05



Premesso che quanto descritto resta praticamente invariato, si modifica il valore di R_1 che, in precedenza, era stato assunto uguale ad R_2 . Più precisamente, R_2 dovrà risultare maggiore di R_1 . Per mantenere costante il valore di U_b , (caduta di tensione ai capi di R_b), si può fare attraversare R_b da una corrente aggiuntiva e costante I di valore maggiore di quella che percorre il collettore del transistor T_2 .

Normalmente si ritiene che un condensatore, trascorso un tempo pari a $3V$ la costante di tempo del circuito, possa ritenersi nuovamente carico: pertanto, il tempo necessario per il ripetersi del processo diventa:

$$t_w = 3 R_1 C_2$$

Il valore della resistenza R_b , che dovrebbe pure essere compreso nell'espressione sopra riportata, è di valore così piccolo, che può essere trascurato rispetto ad R_1 .

Se si considera che la durata dell'impulso è funzione di R_3 e di C_2 , appare evidente che, per impiegare piccoli valori di capacità, è necessaria una elevata resistenza, per R_3 .

Il limite di R_3 , naturalmente, è dato dalla espressione già riportata in (2), che condiziona l'alimentazione del transistor T_2 .

(continua)

FOTOGRAFATE LE PERTURBAZIONI DEL PLASMA PRESSO I LABORATORI DI FRASCATI

I fisici del Laboratorio Gas Ionizzati del CNEN a Frascati sono riusciti a riprendere, per la prima volta, delle fotografie dei vortici di turbolenza del plasma mediante il sistema « shadowgraph », che impiega un laser come mezzo diagnostico sfruttando l'elevata intensità e direzionalità della luce del laser che è in grado di attraversare un plasma rimanendo visibile.

Le ricerche in corso al Laboratorio Gas Ionizzati di Frascati sul plasma si possono dividere in due categorie. Negli esperimenti della prima categoria, viene trasferita al plasma una notevole energia con produzione di onde d'urto, alte temperature ed alte densità. Negli esperimenti del secondo gruppo vengono studiate le proprietà del plasma in condizioni stazionarie o quasi-stazionarie.

In particolare, vengono svolti i seguenti esperimenti:

1) Compressione rapida del plasma con strizione ortogonale per lo studio delle onde d'urto idromagnetiche. Per compiere tali esperimenti i ricercatori hanno a disposizione due apparecchiature: con la prima — « Cariddi », la più grande — viene attuata la compressione rapida del plasma mediante un campo magnetico e con la seconda vengono messe a punto le varie tecniche di misura particolari delle scariche impulsive. Quest'ultima apparecchiatura serve inoltre per dare informazioni preliminari sul fenomeno della strizione ortogonale.

2) Studio del plasma ad altissima densità e temperatura (10^8 °K). Vengono seguiti due metodi: il primo, denominato con la sigla MIRAPI, consiste in un cilindro cavo di gas neutro che viene iniettato, ionizzato e compresso verso l'asse da un campo magnetico azimutale. Il secondo, denominato MAFIN, riguarda l'utilizzazione di campi magnetici elevati prodotti da esplosivi al fine di ottenere plasmi di altissima densità e temperatura.

3) Esperienza ottica per la misura dell'indice di rifrazione di un plasma: si ottiene con questo sistema il valore della densità elettronica di un plasma prodotto con radiofrequenza.

Si può ricordare qui che la spesa globale prevista dal bilancio del CNEN per questo settore nell'esercizio 1962-63 ammonta a 400 milioni di lire. Nel corso del 2° piano quinquennale è prevista una spesa di 2,4 miliardi di lire.

IL RADIOTELEFONO

RAYSTAR

SM\4001

SM/4001

SM\4001



Con la descrizione sottoriportata abbiamo voluto soddisfare le numerosissime richieste di Lettori che, in questi ultimi tempi, ci hanno scritto sempre più numerosi.

L'apparecchio descritto è di uso libero, in quanto risponde alle prescrizioni ministeriali: potenza inferiore a 0,05 W, frequenza 29,5 MHz, portata limitata.

Il funzionamento è semplicissimo: avvitando l'antenna a stilo sulla parete superiore dell'apparecchio si provoca, automaticamente, il funzionamento del ricevitore che si rivela in altoparlante, con il caratteristico soffio della superreazione; premendo il tasto laterale « push to speak » (premere per parlare) si commuta immediatamente l'apparecchio in trasmissione. Altre regolazioni non sono necessarie quindi lo rendono semplice come un giocattolo e la coppia di radiotelefoni (una volta perfettamente tarata sia in trasmissione che in ricezione) consente di effettuare un collegamento "sicuro" fra due posti fissi o mobili anche distanti fra loro. Non vogliamo descrivere i numerosi usi per i quali il « RAYSTAR » si rende prezioso: vogliamo solo assicurare i nostri lettori che è stato provato qui a Milano in condizioni di trasmissione e ricezione disagiatissime fornendo sempre risultati più che soddisfacenti: un vero giocattolo professionale.

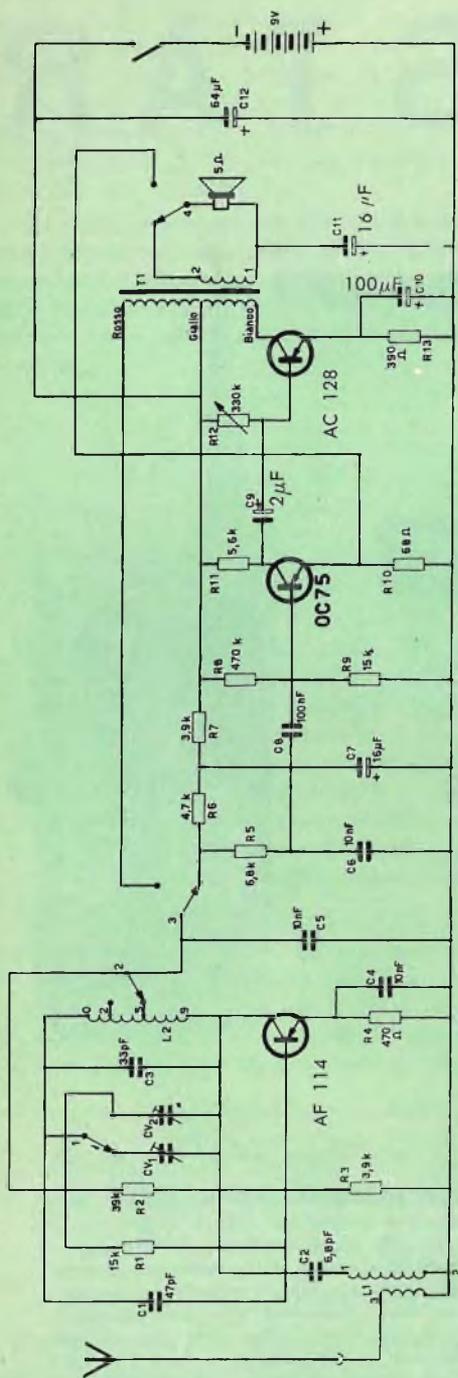


Fig. 1 - Schema elettrico del radiotelefono comprendente le due sezioni: ricevente e trasmettente.

SEZIONE RICEVENTE

Tipo di ricevitore

Superrigenerativo

Sensibilità

50 μ V in antenna per 10 mW d'uscita

Gamma di sintonia

Fissa (con regolazione interna) a 29,5 MHz

Potenza di uscita in BF

30 mW circa

Altoparlante

Circolare, 5 Ω (usato come microfono in trasmissione)

Regolazioni

Comando unico laterale per accensione e spegnimento

SEZIONE TRASMETTENTE

Potenza « input » allo stadio RF

Circa 35 mW

Frequenza emessa

Fissa (con regolazione interna) 29,5 MHz

Microfono

Dinamico 5 Ω , (usato come altoparlante in ricezione)

Antenna

Tipo a frusta, telescopica, lunga 100 cm

Regolazioni

Comando a pulsante per trasmettere, montato su un lato del telaio

Alimentazione

Batteria 9 V tipo:

Hellesens H-10

Maxell 006P

Mallory M1602

Eveready 246

Autonomia

100 ore circa (in lavoro intermittente)

Assorbimento totale in ricezione

Circa 8 mA

Assorbimento totale in trasmissione

Circa 12,5 mA

GENERALITÀ

Transistor

1-AF 114, 1-OC 75, 1-AC 128

Dimensioni

Altezza 13,5 cm., larghezza 6 cm., profondità 3,5 cm.

Il circuito elettrico

Si compone essenzialmente di una parte in alta e una parte in bassa frequenza: lo stadio in A.F. impiega un transistor tipo AF 114, funzionante quale oscillatore « Hartley » in trasmissione, e rivelatore superreattivo in ricezione.

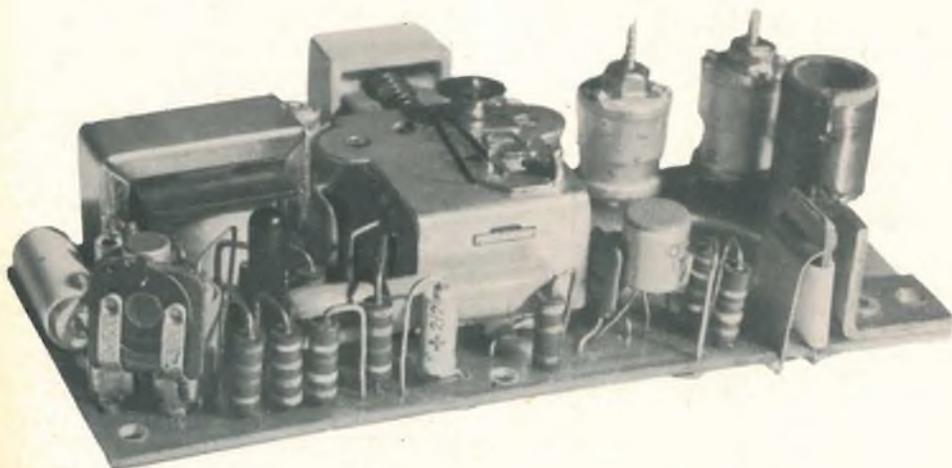
La sezione di bassa frequenza utilizza invece un transistor OC 75 e un AC 128 collegati ad emettitore comune e accoppiati con circuito RC; in ricezione, l'OC 75 preamplifica il segnale rivelato dall'AF 114, mentre l'AC 128 amplifica di potenza. In trasmissione, l'altoparlante viene commutato sull'emettitore dell'OC 75 che in tal modo ne adatta la bassissima impedenza, e applica il segnale sulla base dell'AC 128: quest'ultimo è il vero e proprio modula-

tore. Infatti, l'AF 114 viene alimentato attraverso il primario del trasformatore d'uscita (sul quale è presente il segnale audio amplificato), e quindi modulato contemporaneamente in ampiezza, fase e frequenza. Ciò non costituisce un fattore negativo in quanto la ricevente in superreazione ha una banda passante notevolmente più ampia dello slittamento di frequenza del trasmettitore.

Le commutazioni necessarie per il passaggio dalla ricezione alla trasmissione sono solo quattro, e fanno capo ad un unico commutatore appunto a quattro vie e due posizioni. Per garantire l'identità di frequenza fra trasmissione e ricezione sono stati previsti due distinti compensatori di taratura del circuito accordato in alta frequenza.

In tal modo, molto semplicemente, i due radio-telefoni possono essere messi immediatamente nelle condizioni di comunicare fra loro.

Ma consideriamo i circuiti di fig. 2 e fig. 3 che rappresentano le due condizioni di funzionamento (ricezione e trasmissione) con le commutazioni già effettuate, e quindi, in una veste semplificata rispetto al circuito base di fig. 1.



Il circuito stampato del RAYSTAR completamente montato. Si noti, in particolare, la presa d'antenna abbinata all'interruttore d'alimentazione.

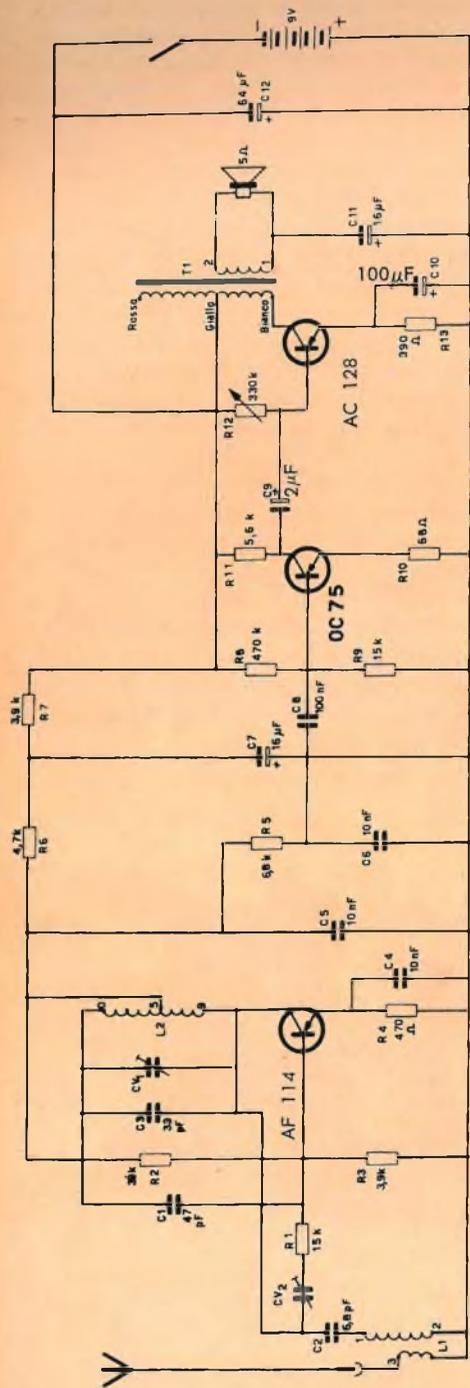


Fig. 2 - Schema elettrico della sezione ricevente.

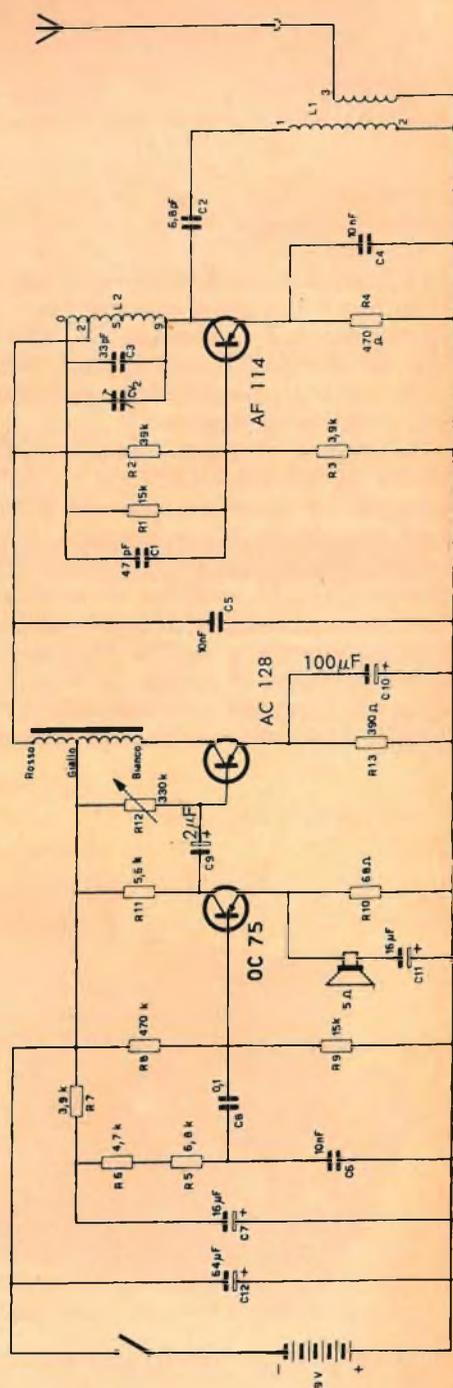


Fig. 3 - Schema elettrico della sezione trasmittente.

Ricezione

Come precedentemente accennato, nella posizione d'ascolto l'AF 114 funziona in superreazione: il segnale captato in antenna raggiunge attraverso la bobina di aereo L_1 il transistor, e da questo viene amplificato (in reazione) sino a raggiungere lo stato di oscillazione, periodicamente interrotta ad una frequenza ultraudibile. Le resistenze R_2 (39 k Ω) e R_3 (3,9 k Ω) costituiscono il partitore di polarizzazione della base; C_1 (47 pF) è il condensatore di reazione, e C_3 (33 pF) è il condensatore d'accordo della bobina oscillatrice L_2 . In parallelo a C_3 , è collegato CV1, un compensatore variabile da 3 a 30 pF: esso dà la possibilità di variare il valore di C_3 , e di conseguenza di sintonizzare il circuito esattamente sulla frequenza del segnale in arrivo (29,5 MHz). Sulla presa 5 di L_2 è presente il negativo di alimentazione che per le sole componenti alternate sarà quindi il punto « freddo » del circuito.

La porzione di avvolgimento, compresa tra la 5ª e la 9ª spira, è collegata dal lato collettore, mentre da 0 alla 5ª spira è l'avvolgimento di reazione. R_4 (470 Ω) è la resistenza di polarizzazione dell'emettitore, con in parallelo il condensatore C_4 (10 nF) che ha un effetto by-passante per le componenti alternate. R_6 (4,7 k Ω) è la resistenza di carico del circuito A.F. mentre R_7 (3,9 k Ω) e C_7 (16 μ F) hanno la funzione di disaccoppiare questo circuito da quello di bassa frequenza. Ai capi di R_6 è presente quindi il segnale audio con un residuo di alta frequenza, che viene bloccato da un filtro passa basso costituito da C_5 e C_6 (10 nF) e R_5 (6,8 k Ω); tramite C_8 (0,1 μ F) il solo segnale viene portato sulla base dell'OC 75.

Le resistenze R_8 (470 k Ω) e R_9 (15 k Ω) costituiscono il partitore di polarizzazione della base dell'OC 75; R_{10} (68 Ω) e R_{11} (5,6 k Ω) quelle di carico. C_9 (2 μ F) porta il segnale amplificato dall'OC 75, sulla base dell'AC 128, amplificatore di potenza; R_{12} (330 k Ω) polarizza la base e di conseguenza serve a determinare la corrente di riposo del collettore per un corretto funzionamento in classe A. R_{13} (390 Ω) è la resistenza di emettitore, by-passata da C_{10} (100 μ F); infine, ai capi del secondario

del trasformatore di uscita, è connesso l'altoparlante. Il condensatore C_{11} , da 16 μ F, funziona solamente in trasmissione, come vedremo più avanti, mentre C_{12} da 64 μ F serve a by-passare la pila da 9 V che alimenta il ricetrasmittitore, in quanto questa, invecchiando, tende ad aumentare la propria resistenza interna, che viene a trovarsi in parallelo ai vari stadi amplificatori. L'effetto è quello di una reazione positiva, che si traduce nel ben noto fischio sovrastante la riproduzione.

Trasmissione

L'esame del circuito elettrico inizia in questo caso dalla bassa frequenza, per terminare nella parte trasmittente vera e propria. L'altoparlante v. fig. 3 è stato commutato sull'emettitore dell'OC 75, ai capi della resistenza da 68 Ω : infatti, la bassissima impedenza della bobina mobile esclude la possibilità di un collegamento alla base del transistor (ottenendo così anche una certa amplificazione!), a meno di non interporre un trasformatore con rapporto « in salita » aumentando considerevolmente il numero delle commutazioni.

Collegando l'altoparlante all'emettitore (in serie al condensatore da 16 μ F (C_{11}) per non cortocircuitare la polarizzazione continua data da R_{10}), l'OC 75 non amplifica, ma si comporta come un « trasformatore elettronico ».

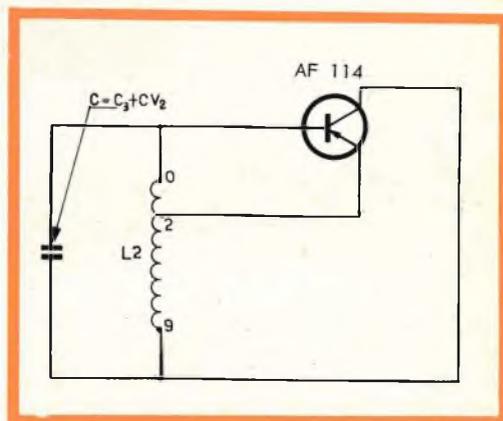


Fig. 4 - Schema elettrico dell'oscillatore a radio frequenza (tipo Hartley).

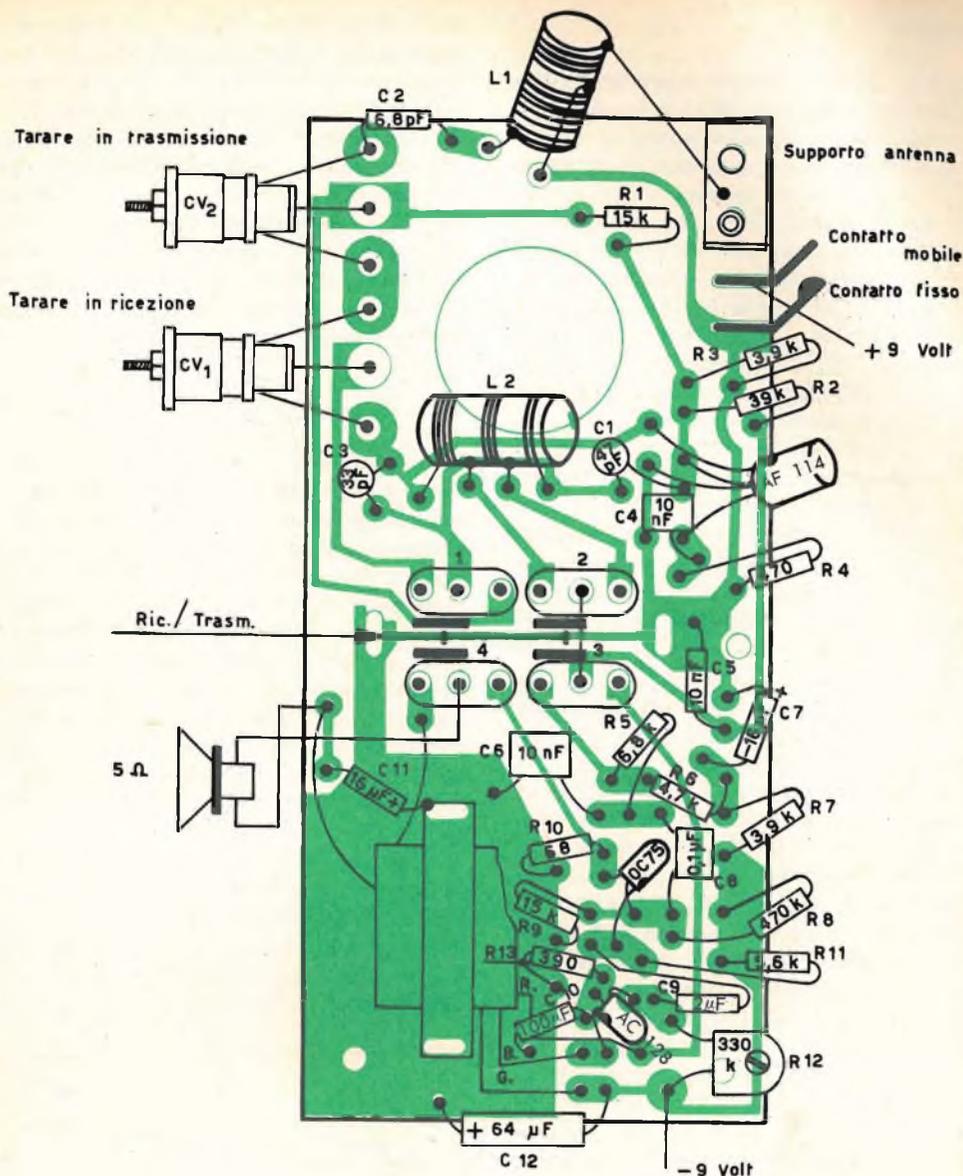


Fig. 5 - Disposizione dei componenti del radiotelefono sulla bassetta del circuito stampato.

D'altra parte, il guadagno dell'AC 128 è sufficiente a far sì che il segnale generato dal trasduttore magneto-dinamico (l'altoparlante) moduli al 100% l'oscillatore a radio frequenza. Questo, come già accennato, è del tipo Hartley: lo schema di principio è quello di fig. 4.

Le commutazioni necessarie per porre in oscillazione l'AF 114 sono due, e precisamente: una sulla bobina L_2 , che sposta la presa d'alimentazione dalla spira 5 alla spira 2 (variando così il rapporto V_c/V_b), e l'altra varia contemporaneamente la polarizzazione di base (R_1 da $15\text{ k}\Omega$ sul ne-

gativo) e la capacità di accordo di L_2 (CV_2 al posto di CV_1 , in parallelo a C_3).

Il segnale a radio frequenza dal collettore si chiude verso massa attraverso C_2 e il primario di L_1 : sul secondario si innesta l'antenna che, per il miglior trasferimento d'energia, e quindi maggior portata della trasmittente, deve avere una lunghezza pari a $1/8$ della lunghezza d'onda, quindi poco più di un metro circa.

Montaggio del circuito stampato

Benchè non vi sia una regola fissa relativa alle varie operazioni di cablaggio, si consiglia di effettuare per primo l'ancoraggio di tutte le parti « ingombranti » come trasformatore d'uscita, commutatore, compensatori e bobine L_1 e L_2 .

Procedere successivamente al montaggio dei restanti componenti, cioè resistenze e condensatori; una particolare attenzione richiede il fissaggio dei condensatori elettrolitici (lato positivo e negativo) e dei transistor per i quali è necessario ricor-

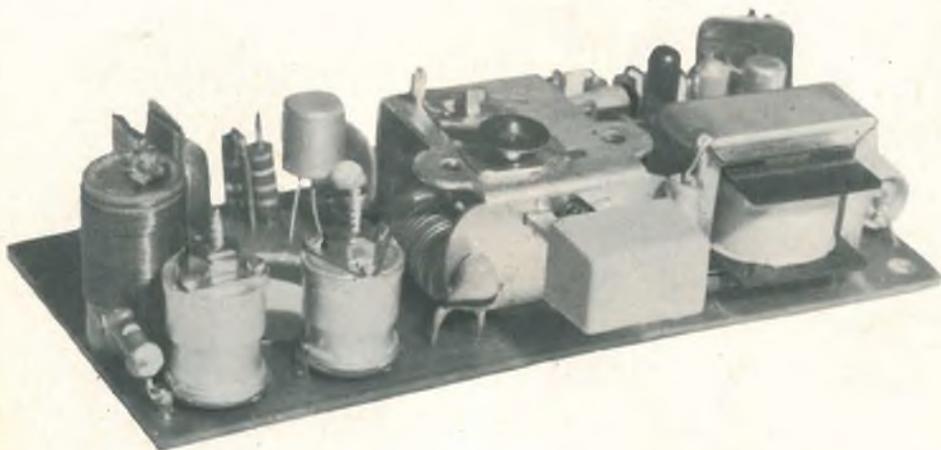
dare che il punto rosso stampigliato sull'involucro indica sempre il collettore, il filo adiacente è la base e per ultimo l'emettitore. L'AF 114 ha quattro fili di collegamento: il collettore, lo schermo (cioè l'involucro metallico), la base e l'emettitore.

Per quanto riguarda la distanza dei componenti dalla basetta, la posizione e l'orientamento delle bobine, o altro, attenersi a quanto indicato dalla figura 5, che rappresenta il tutto montato e visto nelle varie posizioni.

Data la compattezza del montaggio e le linee di saldatura molto sottili, si consiglia di usare un saldatore di dimensioni e potenza ridotte, ed evitare assolutamente sia le saldature fredde che gli spargimenti di stagno.

Montaggio della basetta nella scatola

Effettuare innanzitutto i collegamenti relativi all'altoparlante e alla clips di fissaggio della batteria.



Radiotelefono RAYSTAR: sono chiaramente visibili i compensatori CV_1 e CV_2 , il commutatore trasmissione/ricezione e il trasformatore d'uscita/modulazione.

Collocare quindi con delicatezza la basetta montata nell'interno della scatola, fissandola successivamente con cinque viti autofilettanti: controllare che l'antenna a stilo, entrando nel mobile di plastica, trovi esattamente all'interno la piastrina metallica e il foro maschiato per avvitarsi.

Il magnete dell'altoparlante non deve forzare nel foro ricavato appositamente nella basetta stampata e la batteria da 9 V deve poter essere inserita con facilità dalla parte inferiore della scatola.

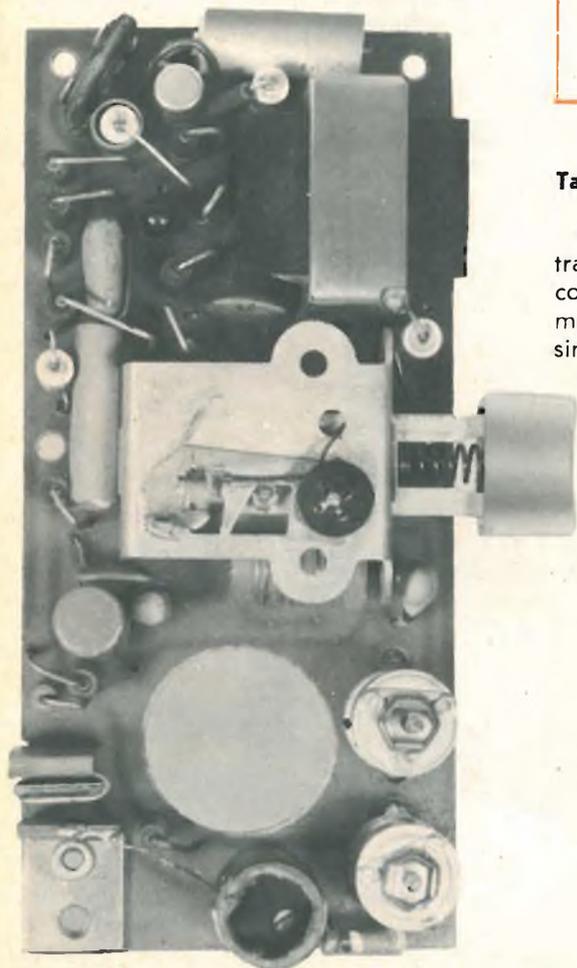


Tabella 1 - Tensioni misurate agli elettrodi dei transistor.

| Transistor | Ricezione | Trasmis. | |
|---------------|-----------|----------|---|
| AF 114 | | | |
| Collettore | 4,5 | 7 | V |
| Base | 0,4 | 1,6 | V |
| Emettore | 0,3 | 1,6 | V |
| OC 75 | | | |
| Collettore | 4 | 4 | V |
| Base | 0,2 | 0,2 | V |
| Emettore | 0,1 | 0,1 | V |
| AC 128 | | | |
| Collettore | 8 | 7 | V |
| Base | 0,8 | 0,8 | V |
| Emettore | 1,4 | 1,6 | V |

Taratura

Innanzitutto regolare la corrente del transistor finale di potenza: a tale scopo collegare in serie all'alimentazione un milliamperometro e regolare la R_{12} (330 k Ω) sino a leggere sullo strumento $7 \div 8$ mA.



L'altoparlante impiegato nel RAYSTAR misura 51 mm di diametro e svolge il duplice compito di riprodurre in ricezione e funzionare quale microfono magnetodinamico in trasmissione.

SM\4001

La descrizione di questo modello è pubblicata a pag. 935.



IL RADIOTELEFONO RAYSTAR

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

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

DETTI PREZZI SI INTENDONO
NETTI FRANCO MILANO



MILAN - LONDON - NEW YORK

Questa operazione va eseguita con il commutatore predisposto in ricezione.

Trasmissione

Per chi non abbia a disposizione un misuratore di campo o altri strumenti più complessi, il sistema più pratico è quello di accendere la radio di casa sulla gamma delle Onde Corte, e sintonizzarsi sui 29,5 MHz (10 metri circa).

Porre il commutatore del radiotelefono nella posizione trasmissione e, **con antenna tutta estratta**, girare lentamente il compensatore CV₂ mediante un cacciavite isolato per RF, parlando a circa 10 ÷ 15 cm dall'altoparlante, in questo caso funzionante come microfono magneto-dinamico.

Per una certa posizione di CV₂ la ricezione sarà limpidissima e a volume massimo successivamente eseguire le operazioni suddette anche sull'altro esemplare.

Ricezione

Nessuno strumento è necessario per tarare il radiotelefono in ricezione: basta avere i due esemplari funzionanti e predisposti uno in ricezione e l'altro in trasmissione.

Sempre con le antenne completamente estratte, regolare il compensatore CV₁ sull'apparecchio ricevente (collocato a circa 20 m dall'altro in trasmissione) sino a far scomparire il caratteristico soffio della superreazione: in questo modo trasmittente e ricevente saranno sintonizzate esattamente sulla stessa frequenza.

L'operazione va ripetuta logicamente anche per il secondo apparecchio.

Giunti a questo punto non rimane che fissare con un goccio di lacca i compensatori CV₁ e CV₂ e il potenziometro R₁₂, e chiudere la scatola. Effettuare collegamenti a distanze sempre maggiori sino a determinare il massimo raggio d'azione dei radiotelefonari che, in città, sarà circa 200 ÷ 300 metri, mentre in aperta campagna dovrà essere senz'altro superiore.

MATERIALE OCCORRENTE

| Simb. | Descrizione | N. G.B.C. | Prezzo di Listino |
|-----------------|------------------------------------|-----------|-------------------|
| C ₁ | Condensatore 47 pF | B/11 | |
| C ₂ | » 6,8 pF | B/15 | |
| C ₃ | » 33 pF | B/11 | |
| C ₄ | » 10 nF | B/178-1 | |
| C ₅ | » 10 nF | B/178-1 | |
| C ₆ | » 10 nF | B/178-1 | |
| C ₇ | » 16 µF, 10 VL | B/296 | |
| C ₈ | » 0,1 µF | B/178-8 | |
| C ₉ | » 2 µF, 10 VL | B/335 | |
| C ₁₀ | » 100 µF, 10 VL | B/339-1 | |
| C ₁₁ | » 16 µF, 10 VL | B/296 | |
| C ₁₂ | » 64 µF, 10 VL | B/295 | |
| CV ₁ | Compensatore 3 ÷ 30 pF | O/31 | |
| CV ₂ | Compensatore 3 ÷ 30 pF | O/31 | |
| R ₁ | Resistenza 15 kΩ | D/66-4 | |
| R ₂ | » 39 kΩ | » | |
| R ₃ | » 3,9 kΩ | » | |
| R ₄ | » 470 Ω 5% | » | |
| R ₅ | » 6,8 kΩ | » | |
| R ₆ | » 4,7 kΩ | » | |
| R ₇ | » 3,9 kΩ | » | |
| R ₈ | » 470 kΩ | » | |
| R ₉ | » 15 kΩ | » | |
| R ₁₀ | » 68 Ω 5% | » | |
| R ₁₁ | » 5,6 kΩ 5% | » | |
| R ₁₂ | Potenziometro 330 kΩ | D/192-5 | |
| R ₁₃ | Resistenza 390 Ω | D/32 | |
| L ₁ | Bobina d'antenna | | |
| L ₂ | Bobina oscillatrice | | |
| T ₁ | Trasformatore d'uscita | | |
| | Transistor | AF 114 | |
| | » | OC 75 | |
| | » | AC 128 | |
| | Batteria 9 V | I/770 | |
| | Clips per batteria | G/272 | |
| | Altoparlante 5 Ω | A/405 | |
| | Commutatore 4 vie / 2 posizioni | | |
| | Circuito stampato con interruttore | | |
| | Scatola con coperchio | | |
| | Mascherina con collarino | | |
| | Targhetta commutatore | | |
| | Antenna cm 13 ÷ 100 | | |
| | Targhetta | | |
| | Borsa in vinilpelle | | |
| | 5 viti autofilettanti | | |
| | Stella a quattro punte | | |

IL MATERIALE SOPRADESCRITTO NON È IN VENDITA IN PARTI SINGOLE.

AMPLIFICATORE PRESELETTORE PER RICEVITORI OC

Molti radioamatori sono in possesso di apparecchi radioricevitori che dispongono di un solo stadio amplificatore in alta frequenza o che, nella peggiore delle ipotesi, ne sono addirittura privi. Per essi e per coloro che comunque desiderano migliorare la resa del loro ricevitore ad onde corte, pubblichiamo la descrizione di un amplificatore-preselettore, che pur non presentando delle particolari difficoltà costruttive permetterà di ottenere un notevole aumento della sensibilità e della selettività, oltre ad un netto miglioramento del rapporto **segnale/rumore di fondo**, il quale, nella ricezione delle onde corte è di notevole importanza.

Lo schema di tale amplificatore-selettore è riportato in figura 1. In esso si fa uso di una valvola 6AC7 che è quasi sempre presente nel materiale di riserva di ogni dilettante, e che in virtù delle sue caratteristiche si presta in modo brillante allo scopo.

Il circuito non presenta delle caratteristiche particolari. Per renderlo molto stabile, e ridurre la possibilità di inneschi o di auto-oscillazioni, l'alimentazione anodica della valvola è stata fatta mediante una presa centrale sulla bobina L3. Lo stesso accorgimento è stato adottato nei confronti di L2 allo scopo di adattare nei migliori dei modi il circuito alla impedenza della valvola, che è piuttosto ridotta.

Il potenziometro P ha il compito di consentire la variazione della sensibilità del circuito e quindi di poterla ridurre in presenza di segnali troppo intensi.

Il circuito di antenna è stato adattato in modo da poter essere collegato tanto ad impianti simmetrici, che sono usati frequentemente dai radioamatori, quanto agli impianti normali. In quest'ultimo caso è necessario collegare il lato freddo della bobina L1 alla massa tramite il ponticello che in figura è stato segnato con un semplice tratteggio.

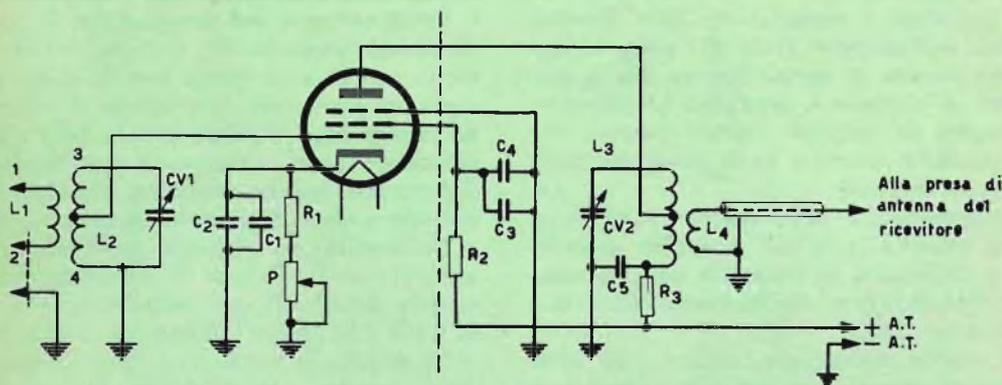


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore-preselettore per radioricevitori ad onda corta.

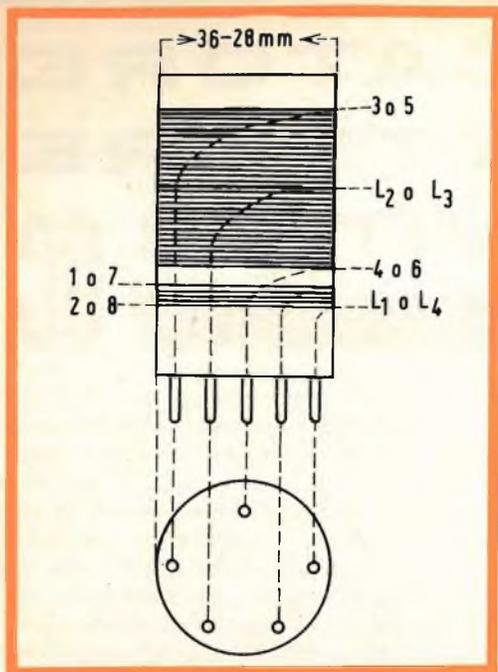


Fig. 2 - Disposizione degli avvolgimenti sulle bobine.

Richiamiamo l'attenzione dei lettori sul fatto che i condensatori C2 e C4, del tipo a carta, e che servono per disaccoppiare i circuiti di catodo e di griglia schermo, sono stati shuntati da due condensatori del tipo ceramico. I condensatori CV1 e CV2 potrebbero essere abbinati con comando unico, ma in tal caso è necessario eseguire l'allineamento fra loro del circuito di placca e di quello di griglia, agendo sulle relative bobine.

Lasciando i comandi dei due condensatori indipendenti l'uno dall'altro, la leggera perdita di tempo dovuta alle operazioni di sintonia è senz'altro ampiamente ripagata dai migliori risultati generali che è possibile ottenere nella ricezione delle singole stazioni.

L'apparecchio deve essere racchiuso in una cassetta metallica, costruita secondo le possibilità o le necessità dell'interessato, tenendo conto che lo spazio richiesto è alquanto esiguo.

La linea tratteggiata indicata sullo schema, rappresenta uno schermo metallico il quale deve essere saldato allo chassis in modo che fra il circuito di griglia, che fa

MATERIALE OCCORRENTE

CV1 = CV2 = 50 pF max, variabili; C1 = 2.200 pF ceramico; C2 = 0,1 μ F carta; C3 = 2.200 pF ceramico; C4 = 0,05 μ F carta; C5 = 0,05 μ F carta.

R1 = 220 Ω ; R2 = 47.000 Ω ; R3 = 3.300 Ω ; P = 10.000 Ω , potenziometro a variazione lineare.

Le bobine dovranno essere costruite attenendosi alle seguenti istruzioni:

Gamma 80 metri: L1 = 8 spire unite, filo smaltato da 6/10.

L2=L3 = 44 spire unite, filo smaltato da 6/10, avvolte su un supporto avente 36 mm di diametro. Presa al centro per ambedue le bobine.

L4 = 3 spire unite, filo smaltato da 6/10.

Gamma 40 metri: L1 = 5 spire unite, filo smaltato da 6/10.

L2=L3 = 24 spire, filo smaltato da 6/10, avvolte su un rapporto avente 36 mm di diametro e su di una lunghezza di 38 mm. Presa al centro per ambedue le bobine.

L4 = 3 spire unite, filo smaltato da 6/10.

Gamma 20 metri: L1 = 3 spire unite, filo smaltato da 8/10.

L2=L3 = 15 spire, filo smaltato da 8/10, avvolte su un supporto avente 28 mm di diametro e su di una lunghezza di 25 mm. Presa al centro per ambedue le bobine.

L4 = 2 spire unite, filo smaltato da 8/10.

Gamma 10 e 15 metri: L1 = 2 spire unite, filo smaltato da 8/10.

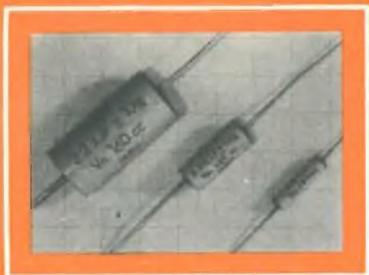
L2=L3 = 8 spire, filo smaltato da 8/10, avvolte su un supporto avente 28 mm di diametro e su di una lunghezza di 25 mm. Presa al centro per ambedue le bobine.

L4 = 2 spire unite, filo smaltato da 8/10.

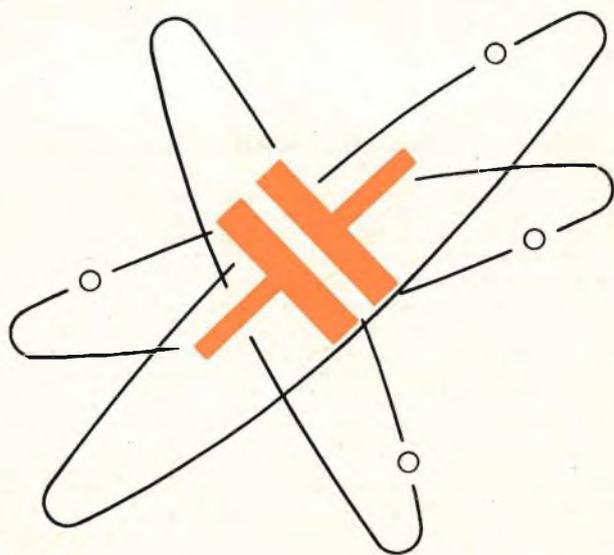
capo alla bobina L2, ed il circuito di placca, che fa capo alla bobina L3, non sussista la possibilità di accoppiamenti esterni alla valvola, la qualcosa darebbe luogo a delle auto-oscillazioni che altererebbero il funzionamento del preselettore. È pure da tenere presente che nel caso in cui si faccia uso di un'antenna avente delle dimensioni eccessivamente ridotte si potranno notare degli inneschi dovuti ad un insufficiente ammortizzamento del circuito. Il fenomeno sparirà senz'altro usando una antenna avente dimensioni normali.

L'alimentazione richiede una tensione alternata di 6,3 V per il filamento della valvola 6AC7 ed una tensione continua di circa 250 V per alimentare il suo circuito anodico e quello di griglia schermo. Dette tensioni, in relazione all'eseguità della corrente assorbita, nella maggior parte dei casi, possono essere prelevate

MICROFARAD CIRCE



CONDENSATORI IN FILM POLIESTERE METALLIZZATO



Pubbli/micro-63



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



dal ricevitore al quale si collega l'amplificatore. Qualora ciò non sia possibile sarà sufficiente costruire un semplice alimentatore, con raddrizzatore al selenio, adatto a fornire le tensioni richieste.

Nell'apparecchio originale le bobine sono state previste del tipo intercambiabile. Nulla vieta però di collegarle a due commutatori, aventi due sezioni ciascuno. Alla sezione di uno di essi faranno capo gli avvolgimenti relativi alle bobine L1 e all'altra sezione gli avvolgimenti delle bobine L2. Ad una sezione dell'altro commutatore si collegheranno gli avvolgimenti delle bobine L3 e all'altra sezione gli avvolgimenti relativi alle bobine L4. Adottando delle bobine intercambiabili le perdite alle quali si va incontro sono molto minori di quelle che si hanno adottando i commutatori, le cui sezioni dovrebbero essere schermate l'una dall'altra tramite uno schermo di carta stagnata collegata a massa.

Gli avvolgimenti relativi alle bobine L1 e L4 debbono essere posti alla distanza di 3 millimetri dal lato freddo delle bobine L2 e L3.

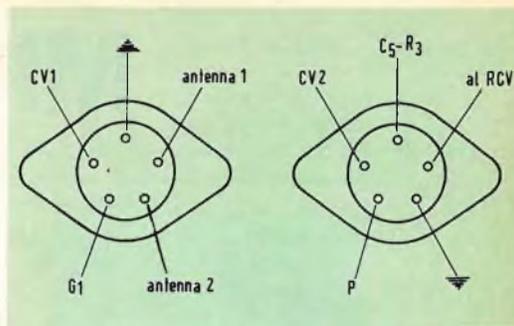


Fig. 3 - Collegamenti da effettuare ai due portazoccoli.

Come supporto per le bobine si può usare del tubo di cartone bachelizzato, avente il diametro richiesto, o ancor meglio dei supporti a minima perdita, che si trovano normalmente in commercio, ai quali si fisseranno degli zoccoli per valvole a cinque piedini, da innestare in due portazoccoli (ad esempio del tipo G.B.C.-G/2732) ai quali faranno capo i vari collegamenti come è mostrato in figura 2.

P. Soati

I SEMICONDUTTORI - TEMA DELLA PROSSIMA RIUNIONE ANNUALE A.E.I.

La riunione annuale della Associazione Elettrotecnica Italiana — è la 64ª e si svolgerà a Stresa — è stata fissata per i giorni 22-28 settembre. Il tema è quello ormai di prammatica, se non proprio affascinante, quello dei semiconduttori. Gli organizzatori hanno dichiarato che, come era da aspettarsi, il tema ha suscitato l'interesse più vivo per la sua attualità e per le vastissime prospettive di applicazioni ad esso collegate. Oltre che le applicazioni vi sono da considerare anche i fondamenti scientifici della materia, in cui non si fa mai abbastanza luce e non si ritorna mai con sufficiente insistenza. C'è da chiarire che i semiconduttori non hanno spodestato la valvola termoionica, ma integrandone le prerogative con una meravigliosa complementarità, hanno contribuito a creare una sempre più vasta zona applicativa. Il tema semiconduttori è stato articolato per questa riunione in tre essenziali ripartizioni:

1) Generalità:

a) Principi teorici; b) Tecnologia dei materiali (ossidi, selenio, germanio, silicio, ecc.) e nuovi processi costruttivi; c) Nuovi sviluppi (microelettronica, progettazione circuitale in elementi integrati, controllo di diodi, ecc); d) Durata e grado di fiducia in condizioni normali e sotto radiazioni.

2) Costituzione, tecnologia e proprietà dei componenti a semiconduttori:

a) Transistor; b) Diodi; c) Zener; d) Varistor; e) Fotocelle, fotoresistor e fototransistor; f) Celle solari; g) Diodi tunnel; h) Varactor; i) Diversi.

3) Applicazioni dei componenti a semiconduttori:

a) Nel campo dell'energia: alimentatori, convertitori, regolatori, relé statici, ecc.; b) Nell'elettronica industriale: nei circuiti di controllo, di rivelazione di grandezze fisiche e chimiche, negli strumenti per industria nucleare, per applicazioni medicinali; nei dispositivi fotoelettrici; nei temporizzatori, ecc.; c) Nella trasmissione dei segnali: nei sistemi, via radio e via filo; nelle apparecchiature telefoniche, telegrafiche e televisive; nelle apparecchiature radar, ecc.



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

ELETRONICA E PSICOLOGIA

Da « L'électricité-electronique moderne » Dic. 1962

Le immense possibilità dell'elettronica, di cui si vale ormai ogni branca della scienza, non sono utilizzate soltanto per lo studio e il perfezionamento di meccanismi materiali, ma estendono il loro determinante dominio anche nel campo ben più delicato dello studio degli organismi viventi.

Così, la biologia e la psicologia si valgono già da tempo di apparecchiature elettroniche come normali mezzi di investigazione. Sappiamo quale sia l'apporto degli elettroencefalografi agli specialisti della psico-fisiologia e della patologia nervosa e mentale.

L'elettrotecnica offre oggi il suo valido concorso allo studio della psicologia. Una scoperta recente, fatta nel corso di esperienze di psicocomandi, ha mostrato l'esistenza di una psicoreazione, della reazione creata cioè nel cervello umano dal funzionamento di meccanismi esteriori.

La fig. 1 mostra la realizzazione di una

esperienza di psicocomando. Al soggetto, preventivamente messo in stato di riposo sensoriale e mentale, viene bruscamente ordinato di concentrare la sua volontà. In conseguenza dell'ordine ricevuto, la sola modificazione della sua attività cerebrale può, grazie ad un dispositivo elettronico, emettere un treno di onde lunghe capace di accendere a distanza una lampadina.

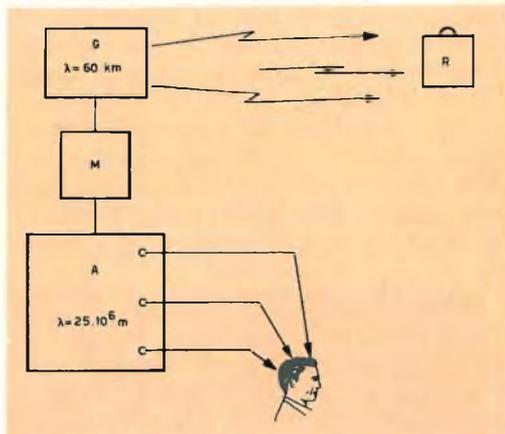


Fig. 1 - Come si effettua un esperimento di psicocomando.

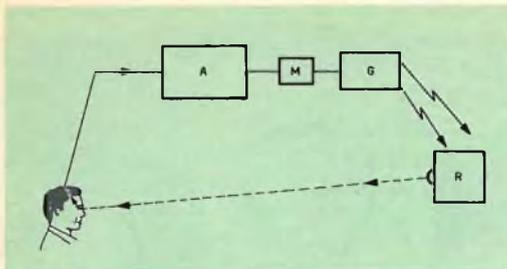


Fig. 2 - Analogia del complesso uomo-meccanismo con un servomeccanismo.

Gli esperimenti di psicocomando sono alquanto delicati da realizzarsi, essendo il loro successo in gran parte legato allo stato psicologico del soggetto. Tuttavia, al termine degli esperimenti, vengono constatate anomalie, rese manifeste dall'ipotesi di una reazione psicologica del soggetto rispetto al meccanismo. Poiché si tratta di un funzionamento « tutto o nulla » (lampada accesa o lampada spenta), esiste naturalmente una soglia critica di sensibilità dell'apparecchio, attorno alla quale il funzionamento è aleatorio. Ciò crea uno stato di ansietà nel soggetto, per il timore di non poter accendere la lampadina; quando invece il soggetto, concentrando la sua volontà, riesce a provocare l'accensione e vede accendersi la lampada, durante un brevissimo istante è rassicurato sulla riuscita dell'esperimento e con facilità mantiene accesa la lampada.

Al contrario, se per una ragione qualunque il soggetto non ha potuto far accendere la lampada con la sua volontà, la retroazione psicologica opera in senso inverso e provoca in lui un turbamento che gli impedisce di concentrarsi nello sforzo volitivo. La retroazione trova una certa analogia con la controreazione degli amplificatori elettronici. La fig. 2 mostra l'analogia del complesso uomo-meccanismo con un servomeccanismo.

La cibernetica aveva già dimostrato che la precisione dei nostri movimenti è controllata da una catena di controreazione sensoriale. La scoperta dell'esistenza della psicoreazione ha servito a stabilire che questa catena agisce, non solo per il controllo dell'azione dei muscoli, ma anche

sul funzionamento del cervello e in particolare sul grado di concentrazione della volontà del soggetto.

Per gli sviluppi della futura psicologia l'esistenza della retroazione psicologica rappresenta un fatto di grande importanza. Già oggi è possibile, per esempio, dimostrare che la famosa formula di Guglielmo d'Orange, secondo la quale non vi è necessità di sperare per intraprendere, né di riuscire per perseverare, è smentita dall'esperienza.

I più recenti esperimenti di psicocomando hanno dimostrato che la variazione di ampiezza delle onde « alfa » del cervello sono in relazione con il grado di concentrazione del pensiero di un dato soggetto. Le apparecchiature elettroniche, permettendo di misurare l'ampiezza delle onde « alfa », consentiranno in un prossimo avvenire di decifrare tutte le variazioni del grado di concentrazione del cervello umano.

PREAMPLIFICATORE - MISCELATORE A TRANSISTOR

Dall'Ufficio documentazioni « Radiotechnique »

Il preamplificatore illustrato nello schema di fig. 2 è costituito da tre stadi a transistor di cui il primo, a collettore comune, serve ad adattare l'impedenza d'entrata allo stadio seguente. Esso comporta cinque entrate: quattro per microfono o radio ed una per pick-up. La tensione d'uscita è dell'ordine di 1 V.

Le principali caratteristiche del preamplificatore-miscelatore sono le seguenti:

Impedenza d'entrata microfoni = 2,3 k Ω .

Impedenza d'entrata pick-up = 10 k Ω .

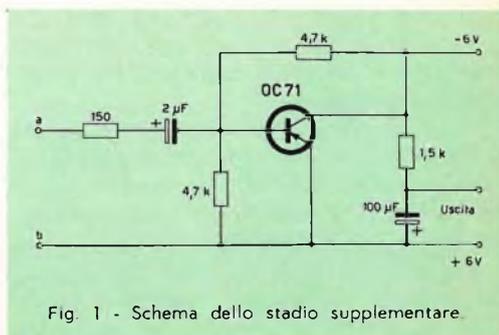
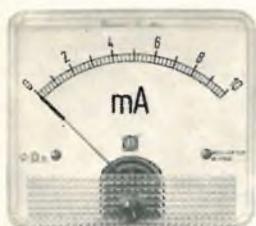


Fig. 1 - Schema dello stadio supplementare.



"serie plexiglas"



"serie indice angolare"



"tester"



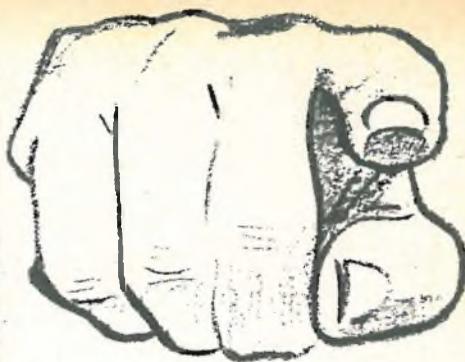
"serie rotonda"



"serie rettangolare"



"serie profilo"



FATE LA VOSTRA SCELTA

- Impiegando strumenti C.C.M. Voi siete certi di impiegare componenti professionali di alta qualità.
- Gli apparecchi C.C.M. vengono studiati e costruiti con i più moderni criteri che la tecnica moderna mette a disposizione.
- Per le loro caratteristiche dimensionali, di sensibilità, di robustezza e di garanzia, gli strumenti C.C.M. soddisfano a tutte le infinite esigenze dell'elettronica e dell'automazione.

- strumenti da pannello, da quadro
- a magnete permanente
- elettromagnetici
- a raddrizzatore
- a coppia termoelettrica per RF
- tester
- pirometri autoregolatori elettronici
- strumenti portatili
- strumenti tascabili
- strumenti da laboratorio

Cassinelli & C.
— *Milano* —



**AFFIDATEVI
ALLA
QUALITÀ**

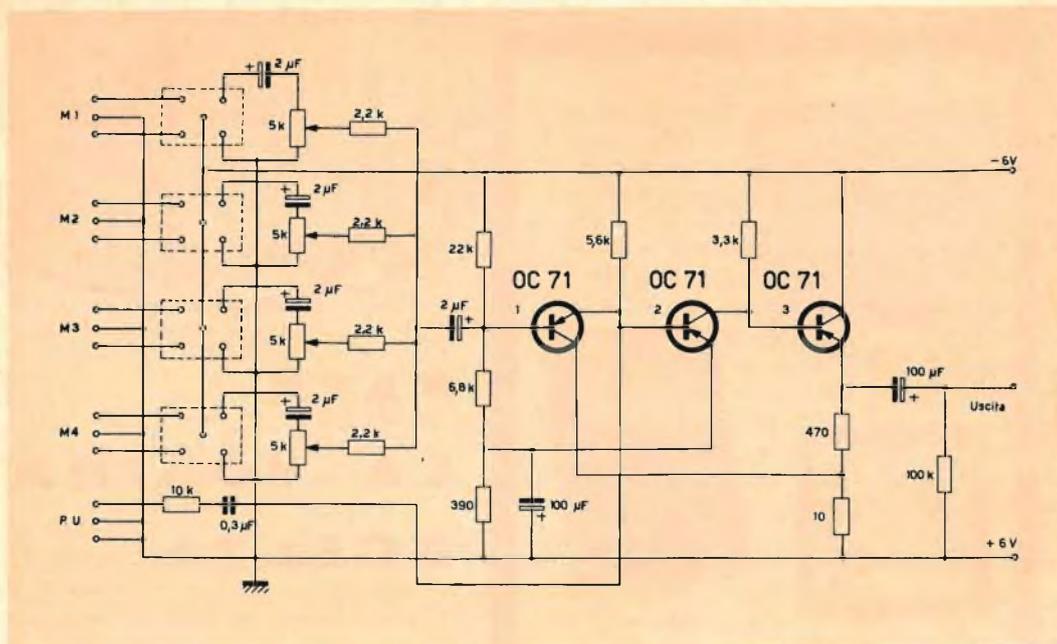


Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore-miscelatore.

Amplificazione di tensione microfoni = 26 dB.

Sensibilità = 500 mV all'entrata pick-up, per tensione di uscita di 1,2 V; 54 mV all'entrata microfoni, per tensione d'uscita di 1,2 V.

Amplificazione di tensione pick-up = 7,6 dB.

Impedenza d'uscita del terzo transistor = 83 Ω.

Curva di risposta = da 30 Hz a 15 kHz a -1 dB.

Le misure effettuate sul circuito cam-

pione realizzato dal laboratorio della « Radiotechnique » hanno dato i risultati riportati nella tabella qui sotto indicata.

Per certe applicazioni può essere necessaria l'aggiunta di uno stadio per ottenere una amplificazione supplementare. Questo stadio, rappresentato in fig. 1, fa ancora uso di un transistor OC 71. L'impedenza d'entrata dello stadio è di 650 Ω e quella d'uscita è di 1.300 Ω. La sensibilità diviene così di 2 mV per una uscita di 1,2 V, mentre la distorsione, che senza lo stadio supplementare è di 1,5%, sale a 2,5%.

Tabella 1 - Tensioni e correnti misurate agli elettrodi dei transistor.

| | OC 71(1) | OC 71(2) | OC 71(3) |
|---------------------------------------|----------|----------|----------|
| Corrente continua del collettore (mA) | 1 | 1,1 | 4,5 |
| Tensione collettore-emettitore (V) | 0,52 | 1,7 | 4,2 |
| Tensione base-emettitore (V) | 0,35 | 0,14 | 0,17 |
| Tensione emettitore-massa (V) | 0,59 | 0,45 | 2 |

TELECAMERA A TRANSISTOR PER TV A CIRCUITO CHIUSO



(continua dal N. 8)

Tutti i transistor impiegati sono dei normali transistor di serie, ad eccezione del primo transistor dell'amplificatore video. Come oscillatore è stato impiegato un OC 171 mentre l'amplificatore video è equipaggiato con degli OC 170.

Per lo stadio d'entrata viene scelto un transistor della serie OC 170 o OC 171. Questi transistor sono del tipo per alte frequenze per cui possono non presentare un basso rumore alle basse frequenze, come si è potuto rilevare da misure su parecchi esemplari.

Il fruscio a bassa frequenza si rileva sull'immagine sotto forma di striature orizzontali particolarmente apprezzabili durante la ripresa di immagini scarsamente illuminate. Per ridurre questo tipo di fruscio, così come per il fruscio ad alta frequenza, è necessario scegliere una corrente di collettore più bassa possibile; un buon compromesso fu raggiunto scegliendo una corrente di collettore dell'ordine dei 300 μ A. Affinchè il transistor scelto per il primo stadio dell'amplificatore video non venga scambiato con gli altri, viene contrassegnato con un punto

colorato. Pur tuttavia il rumore dello stadio di entrata video in questo circuito a transistor, è ancora maggiore del fattore 2 se è paragonato a quello di un circuito a valvole con lo stadio d'entrata a cascode. Poichè la telecamera avrebbe dovuto divenire un vero e proprio « oggetto di uso comune » e ciò può essere ottenuto solo con l'impiego dei transistor, si dovette su questo punto giungere ad un compromesso.

Tuttavia la sensibilità ottenuta è sufficiente per il normale impiego negli impianti di TV industriale in quanto basta un'illuminazione di $10 \div 20$ lux usando un obiettivo con un'apertura di 0,95 per ottenere un'immagine di qualità sufficiente.

La deflessione orizzontale

L'oscillatore di riga, genera una tensione sinusoidale con una frequenza di circa 15625 Hz, che produce nel transistor OC 44 (1), fig. 6, dei brevi impulsi di corrente che danno luogo a degli impulsi di tensione di polarità negativa sulla resistenza di emettitore. Questi impulsi pilo-

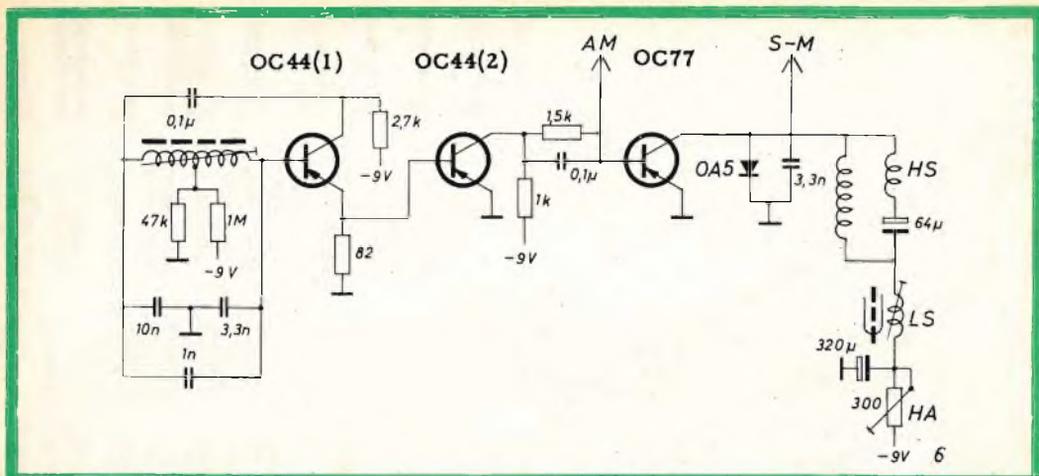


Fig. 6 - Circuito per la base dei tempi di riga. Il primo OC 44 è un oscillatore a 15.625 Hz. Il transistor che segue (OC 44-2) è un formatore di impulsi il cui segnale di uscita viene applicato al transistor finale OC 77. Dall'ingresso dello stadio finale viene prelevato un segnale di spegnimento di riga che viene applicato allo stadio mescolatore dei segnali di spegnimento di riga e di quadro. All'uscita dello stadio finale viene prelevato il segnale di sincronismo orizzontale che verrà applicato allo stadio mescolatore del sincronismo verticale e orizzontale. Le bobine di deflessione sono indicate con HS mentre la bobina per la correzione della linearità è indicata con LS. Il potenziometro per la regolazione della corrente di deflessione orizzontale è indicato con le lettere HA.

tano il transistor OC 44 (2) e si ritrovano sulla resistenza di collettore con polarità positiva, con una ampiezza di $5 V_{pp}$ e una larghezza di $15 \mu s$. Detti impulsi, attraverso un gruppo RC, vengono portati alla base del transistor OC 77 e allo stadio che genera gli impulsi di spegnimento per il Resistoron. Durante l'intervallo fra due impulsi la base del transistor OC 77 viene pilotata da una corrente crescente che attraversa la resistenza da $1 k\Omega$ e da $1,5 k\Omega$, finché il transistor non viene portato all'interdizione dall'impulso.

L'impulso positivo sulla resistenza di carico del transistor OC 44 (2) blocca la corrente che percorre il transistor OC 77 e quindi la corrente di deflessione. L'interruzione della corrente nelle bobine di deflessione dà luogo a delle oscillazioni la cui frequenza è funzione dell'induttanza delle bobine di deflessione, dell'induttanza della bobina di linearità e della capacità da $3,3 nF$.

Durante la prima semionda dell'oscillazione sul collettore del transistor finale si ha un picco di tensione negativo di circa $60 V_{pp}$, lungo $10 \mu s$ corrispondente al ritorno di riga.

Non appena questo semiciclo termina e il collettore diventa positivo, il diodo OA 5 inizia a condurre mentre la tensione di alimentazione risulta di nuovo applicata alle bobine di deflessione. Attraverso al diodo la corrente di deflessione scorre per una parte dell'andata di linea cioè per il tempo in cui l'energia accumulata nella bobina viene restituita all'alimentazione.

L'energia accumulata e resa all'alimentazione attraverso le bobine di deflessione si esaurisce prima della metà dell'andata di riga, ma a questo punto il transistor OC 77 torna a condurre e fornisce così la seconda parte della corrente di deflessione.

La corrente a dente di sega che attraversa le bobine di deflessione contiene però anche una piccola componente continua che provocherebbe uno spostamento orizzontale del raster che analizza il target. Ciò viene evitato bloccando la componente continua con un condensatore da $64 \mu F$.

La componente continua attraverserà invece l'induttanza collegata sul collettore del transistor finale, la quale ha un valore elevato rispetto all'induttanza propria delle bobine di deflessione, cosicché la componente a dente di sega attraverserà

per la maggior parte le bobine del giogo.

L'ampiezza della corrente di deflessione può essere variata mediante un potenziometro da 300 Ω .

La linearità della corrente di deflessione viene corretta mediante lo spostamento di un magnete permanente, che premagnetizza più o meno il nucleo di ferroxcube inserito nella bobina di linearità LS.

Quando questo nucleo viene magnetizzato dalla sola corrente a dente di sega, l'aumento di corrente corrispondente all'inizio e alla fine della deflessione fa percorrere al nucleo un certo ciclo d'isteresi per cui le variazioni corrispondenti di induttanza provocano una dilatazione dell'immagine a sinistra e a destra. Poiché però la non linearità dovuta alle perdite ohmiche è asimmetrica (deflessione dilatata a sinistra e compressa a destra) anche la scansione dovrà essere asimmetrica. Ciò si ottiene premagnetizzando in modo opportuno il nucleo della bobina di linearità spostandone il punto di lavoro sulla caratteristica di magnetizzazione.

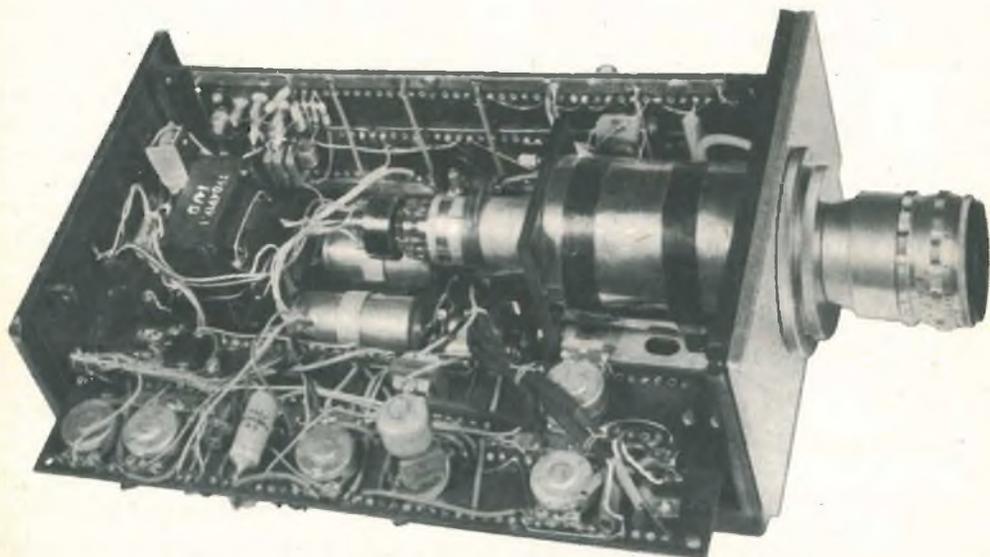
Con un adeguato dimensionamento della bobina, del nucleo e della premagnetizzazione la non linearità orizzontale può essere sufficientemente corretta.

Deflessione verticale

Per ottenere la deflessione verticale si preleva da un avvolgimento del trasformatore di rete una tensione a 50 Hz che viene portata ad un circuito oscillante parallelo costituito dall'induttanza L e dal condensatore da 82 nF (fig. 7). Questo circuito risonante elimina i disturbi provenienti dalla rete e le brusche variazioni di fase, migliorando la stabilità della deflessione verticale. Sulla base del transistor OC 71 (1) vi è dunque una tensione a frequenza di rete, la cui ampiezza è così grande da sovrappilottare il transistor suddetto cosicché sulla resistenza di collettore sono presenti degli impulsi di polarità positiva.

Questi impulsi vengono differenziati e portati sulla base del transistor OC 71 (2), la cui corrente di riposo viene interrotta dagli impulsi positivi che avranno una lunghezza fissata dalla costante di tempo della rete differenziatrice (8,2 nF—10 k Ω —10 k Ω). Sulle resistenze di carico del transistor OC 71 (2) (1 k Ω —330 Ω) si ritrovano degli impulsi con polarità negativa della durata di 200 μ s.

I suddetti impulsi portano in conduzione il transistor OC 74 (1), per cui durante



La telecamera a transistor vista dalla parte superiore dello chassis.

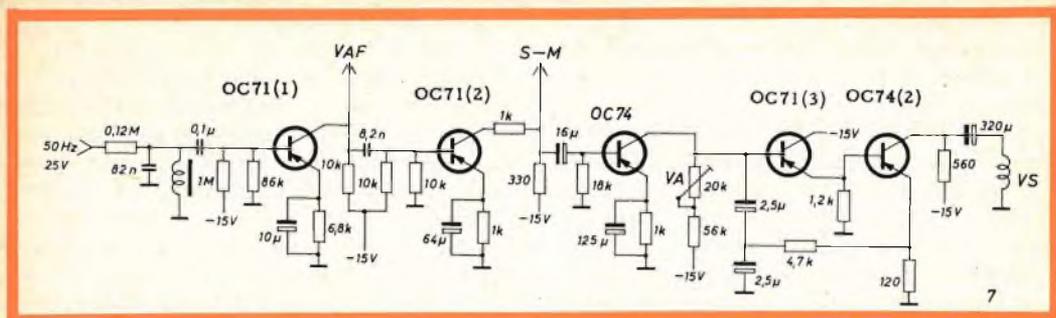


Fig. 7 - Circuito della base dei tempi di quadro. Le bobine di deflessione di quadro sono indicate con le lettere VS. Sul collettore del primo transistor viene prelevato un segnale destinato allo spegnimento del ritorno di quadro mentre sul collettore del secondo transistor OC 71 viene prelevato un segnale che servirà come sincronismo di quadro e verrà applicato allo stadio mescolatore del sincronismo di riga e di quadro. Il potenziometro VA serve per regolare l'ampiezza della scansione verticale.

questo tempo vengono rapidamente scaricati i due condensatori da $2,5 \mu\text{F}$ collegati sul collettore. Durante l'intervallo fra due impulsi questi condensatori si ricaricano attraverso il potenziometro da $20 \text{ k}\Omega$ e la resistenza da $56 \text{ k}\Omega$ dando luogo al tratto di andata del dente di sega per la deflessione verticale.

Il dente di sega ricavato da questo processo di carica e scarica viene portato alla base del transistor OC 71 (3) che funziona da stadio pilota per il transistor finale della deflessione verticale OC 74 (2).

Le bobine di deflessione sono collegate attraverso un condensatore al collettore del transistor OC 74 (2) per cui la corrente continua risulta bloccata e non si ha lo spostamento del raster in senso verticale.

L'ampiezza della corrente di deflessione verticale può essere regolata mediante il potenziometro VA.

Per ottenere una buona linearità nella deflessione verticale, dall'emettitore del transistor finale viene prelevata attraverso una resistenza da $4,7 \text{ k}\Omega$ una tensione di reazione da portare al generatore del dente di sega.

Impulsi di spegnimento

Il segnale di spegnimento è composto da impulsi negativi aventi un'ampiezza di $40 V_{pp}$. Questo segnale è ricavato dal transistor OC 77 (fig. 8) e portato alla griglia del Resistron per interdire il pennello elettronico durante il ritorno orizzonta-

le e verticale. Sulla base del transistor OC 77 vengono portati tramite due diodi OA 202 degli impulsi positivi a frequenza di riga e di quadro.

Gli impulsi a frequenza di riga vengono prelevati sulla base del transistor OC 77 finale di riga, dove risultano di polarità e ampiezza adatte per pilotare lo stadio che genera gli impulsi di spegnimento.

Per lo spegnimento verticale è necessario invece un circuito più elaborato onde ottenere gli impulsi con una lunghezza adeguata.

Si prelevano perciò dal collettore del transistor OC 71 (1) di fig. 7 degli impulsi positivi che vengono portati alla base del transistor OC 71 (1) di fig. 8 attraverso una rete differenziatrice. Sul collettore del transistor OC 71 (2) (fig. 8) si ritrovano quindi degli impulsi positivi la cui durata di $1,2 \text{ ms}$ viene determinata dalle costanti del circuito differenziatore ($33 \text{ nF} - 22 \text{ k}\Omega - 22 \text{ k}\Omega$).

Questo è un valore normale per lo spegnimento verticale del pennello analizzatore. Mediante il transistor OC 77 (fig. 8) questi impulsi vengono invertiti di polarità e portati poi alla griglia controllo del Resistron.

Segnali di sincronismo

Il segnale di sincronismo completo che viene addizionato sul collettore dell'OC 170 (4) di fig. 4, al segnale video, è composto dalla sequenza degli impulsi

di sincronismo orizzontale e verticale ricavata sulla resistenza di carico comune dei due transistor OC 44 (1-2) di fig. 9.

Il transistor OC 44 (2) è pilotato con degli impulsi negativi a frequenza di quadro, lunghi circa 200 μ s prelevati sulla resistenza di carico del transistor OC 71 (2) di fig. 7 del circuito di deflessione verticale.

Il transistor OC 44 (1) è pilotato invece dagli impulsi negativi prelevati dal circuito di deflessione orizzontale.

Poichè questi picchi di tensione hanno una durata di 10 μ s, mediante una opportuna costante di tempo nel circuito di base (100 nF—47 k Ω) si fa in modo che gli impulsi di tensione che compaiono sul collettore abbiano una durata di 5 μ s.

I segnali di sincronismo così ottenuti non corrispondono a quelli fissati dagli standard, specialmente il segnale di sincronismo verticale che ha una forma molto più semplice. Tuttavia esso viene utilizzato senza difficoltà da tutti i televisori moderni che abbiano un integratore nello stadio separatore di sincronismi. Ciò vale anche per i normali monitori in cui vengono impiegati sia circuiti differenziatori che circuiti integratori.

Anche i circuiti di deflessione orizzontale dei televisori e dei monitori sincroniz-

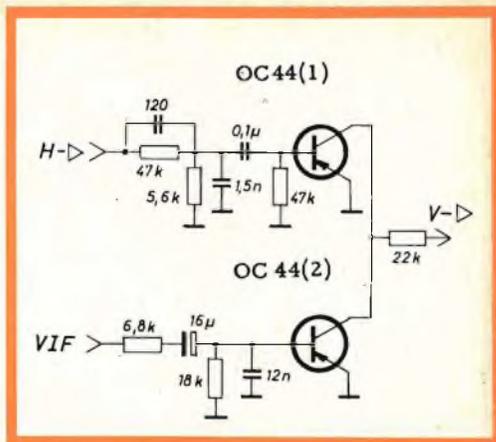


Fig. 9 - Stadio mescolatore dei segnali di sincronismo di riga e di quadro. Il transistor OC 44 (2) viene pilotato dal segnale proveniente dallo stadio formatore di impulsi verticali VIF mentre il transistor OC 44 (1) viene pilotato dal segnale proveniente dal circuito della base dei tempi orizzontale.

zano senza difficoltà sia nel caso di sincronizzazione diretta sia nel caso di quella indiretta; specialmente nel caso di sincronizzazione indiretta è importante che il fianco anteriore dell'impulso di sincronismo sia esente da tracce di segnale video. Perciò il pennello elettronico analizzatore deve essere soppresso un pò prima del-

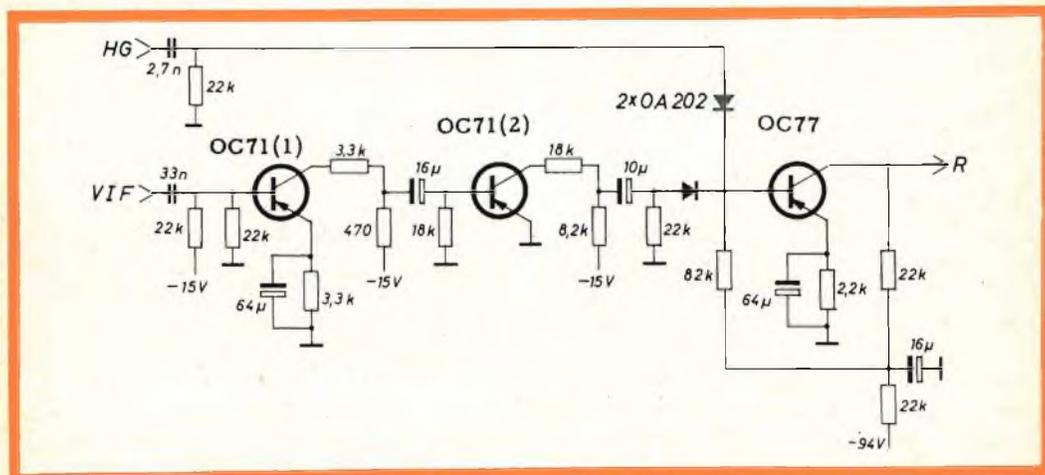


Fig. 8 - Circuito per la formazione dei segnali di spegnimento. I due transistor OC 71 servono a formare l'impulso di spegnimento verticale che viene combinato all'ingresso del transistor OC 77 insieme a quello proveniente dalla base dei tempi di riga HG. Il collegamento R viene applicato alla griglia del « Resistor ».

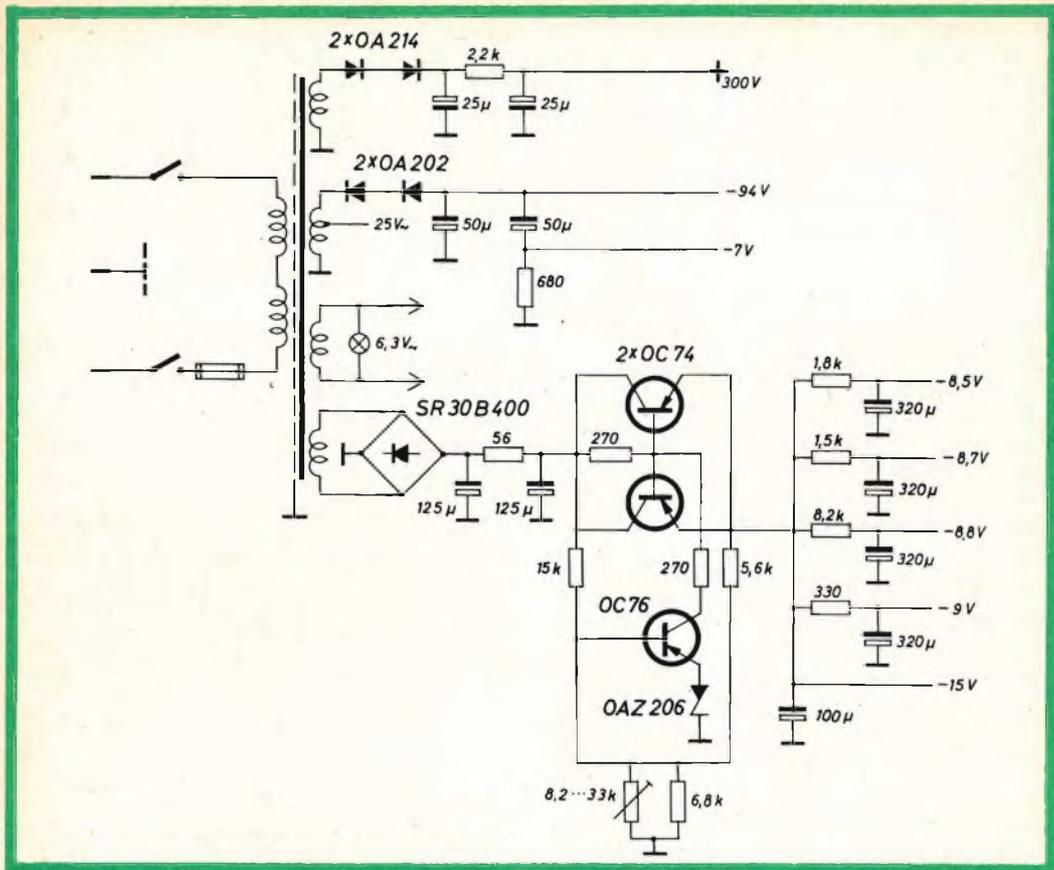


Fig. 10 - Circuito di alimentazione della telecamera a transistor.

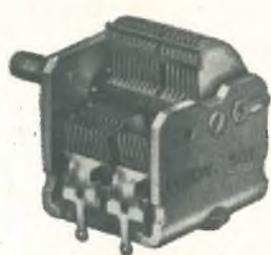
l'inizio del fianco anteriore dell'impulso di sincronismo orizzontale (lunghezza dello spegnimento anteriore $1 \div 1,5 \mu\text{s}$).

L'impulso di spegnimento orizzontale a causa delle capacità parassite esistenti sul collettore del transistor OC 77 di fig. 8 risulta lievemente in ritardo rispetto al fianco anteriore dell'impulso positivo di comando presente sulla base del transistor OC 77 di fig. 6. Il fatto che la suddetta cancellazione anteriore si verifichi ugualmente è dovuto principalmente a due ragioni e cioè al tempo di commutazione del transistor OC 77 di fig. 6 per cui il ritorno orizzontale inizia con un certo ritardo e alla cellula RC inserita sulla base del transistor OC 44 (1) di fig. 9 attraverso la quale il transistor viene pilotato con un certo ritardo.

Circuiti di alimentazione

Il trasformatore di alimentazione (fig. 10) ha due avvolgimenti primari identici che vengono collegati in serie per tensioni di rete di 220 V e in parallelo per reti a 110 V. Poiché l'assorbimento totale è di soli 9 W, la telecamera può essere facilmente adattata, mediante l'ausilio di una piccola resistenza collegata in serie, a funzionare anche con altre tensioni di rete (per esempio 117 V o 245 V).

Un avvolgimento secondario del trasformatore eroga dopo raddrizzamento a ponte e filtraggio, una tensione continua di -18 V . Per eliminare le variazioni della tensione di rete, la tensione continua ottenuta viene stabilizzata mediante un regolatore di tipo serie costituito dai due transi-



FACON

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



OC 74 in parallelo sui quali si ha una caduta di tensione di circa 3 V. La tensione di alimentazione rimanente (-15 V) risulta perciò costante, poiché una parte di essa viene confrontata con la tensione esistente ai capi del diodo Zener OAZ 206 e la differenza di tensione risultante comanda attraverso il transistor OC 76 i due transistor OC 74. Nel caso di variazione di rete del $\pm 10\%$ la tensione di alimentazione stabilizzata presenta una variazione minore di 0,2 V. Anche variazioni di temperatura da -10°C a $+45^{\circ}\text{C}$ non hanno praticamente influenza sulla tensione stabilizzata. Sia l'amplificatore video che i circuiti di deflessione sono alimentati dalla tensione stabilizzata a -15 V.

Un secondo avvolgimento secondario del trasformatore di rete fornisce, dopo il raddrizzamento ad una sola semionda, una tensione negativa di 90 V che serve per alimentare la bobina di focalizzazione, l'amplificatore degli spegnimenti e il circuito per la regolazione dell'intensità del pennello elettronico.

Un terzo avvolgimento secondario fornisce dopo il raddrizzamento una tensione positiva di 300 V per alimentare l'anodo acceleratore e gli anodi focalizzatori del Resistron. Dall'avvolgimento per l'accensione del filamento del Resistron viene prelevata anche la corrente per l'accensione della lampadina spia posta sul retro della telecamera, vicino all'interruttore.

La disposizione meccanica

La telecamera è stata costruita nel modo più semplice possibile. La piastra di base

è ripiegata davanti e dietro in modo da ottenere il frontale e il retro di un robusto telaio. Il tutto viene chiuso con un coperchio da infilarsi dall'alto della telecamera. Sul davanti della telecamera, dietro una piastra decorativa, ce n'è un'altra di alluminio dello spessore di 5 mm, alla quale è fissato il giogo di deflessione del Resistron. Il porta-obiettivo viene avvitato dall'esterno su questa piastra e permette di regolare la distanza fra l'obiettivo e il target del Resistron.

Onde poter impiegare tutti i normali obiettivi per televisione e per cineprese da 16 mm, il porta-obiettivo è munito di una filettatura « Standard-C-Mount ».

Per facilitare l'assistenza i circuiti sono montati su due piastre ai lati del giogo che possono essere ribaltate e facilmente ispezionate.

Su una delle piastre è montato l'amplificatore video e l'alta frequenza, mentre sull'altra piastra sono disposti i circuiti di deflessione e d'alimentazione.

Sulla piastra di base della telecamera vi sono tre fori filettati da $3/8''$, per poter impiegare la telecamera anche con i normali supporti a treppiedi in commercio.

Dato il basso consumo della telecamera è stato possibile rinunciare ad aperture per la ventilazione, il che migliora l'estetica e semplifica l'eventuale chiusura ermetica per l'impiego in ambienti polverosi.

G. Abussi

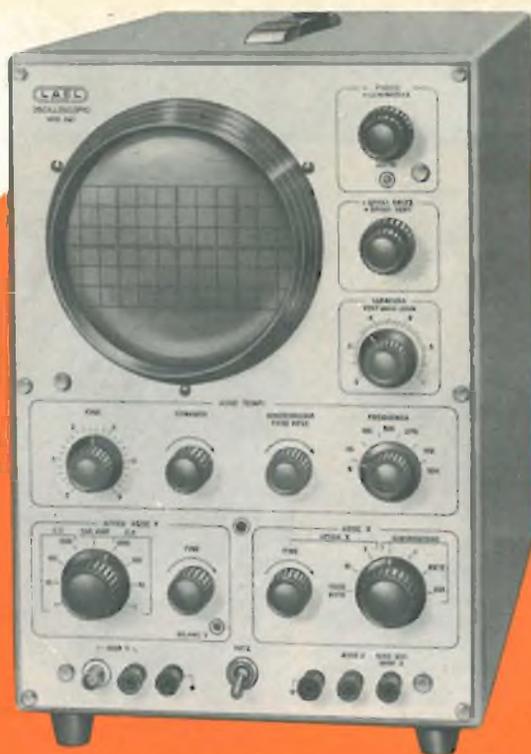
(da « RADIO MENTOR » 3/62)

ANCHE IL PIANETA « MERCURIO » AVREBBE UN'ATMOSFERA

Il pianeta Mercurio, il più vicino al Sole, possiede un'atmosfera. Lo assicura, per lo meno, l'astrofisico sovietico Nicola A Kozirev dell'osservatorio di Pulkovo, la cui scoperta è annunciata da Radio Mosca.

Finora, ha detto il Kozirev, si considerava che la vicinanza di quel pianeta al Sole e il fatto che sia rivolto sempre dalla stessa parte a quella fonte di calore escludessero la possibilità dell'esistenza di un'atmosfera intorno a Mercurio. Ma adesso, a dispetto delle difficoltà di osservazione, si sono potute ottenere a Pulkovo una ventina di immagini spettrografiche da cui risultano nettamente linee d'idrogeno molto più intense che nello spettro del Sole.

Secondo Radio Mosca, Mercurio, appunto perché è orientato verso il Sole sempre dalla stessa parte, avrebbe una temperatura di 450 gradi sulla faccia illuminata e vicina allo zero assoluto sulla faccia in ombra.

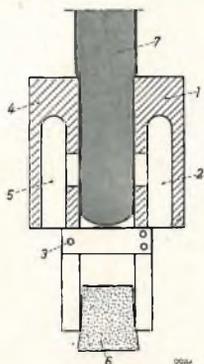


LAEL

OSCILLOSCOPIO

mod. 642

Le caratteristiche tecniche di questo oscilloscopio sono ampiamente descritte nell'articolo pubblicato a pagina 989



Particolare della « pinza » (per la lampada ad incandescenza e per il fototransistor) da applicare al lobo dell'orecchio. 1-4 Supporto; 2 Spazio per lampada a incandescenza; 3 Punto di rotazione; 5 Spazio per il fototransistor; 6 Pezzo di materiale plastico funzionante da molla; 7 Lobo dell'orecchio.



TRASMISSIONE DEI BATTITI DEL CUORE - Le attuali tendenze della fisiologia sono orientate verso lo studio dei processi vitali dell'organismo umano nelle reali condizioni di vita e di lavoro. Per esempio, si è rivelata molto utile per la diagnostica medica, la misura in maniera continua della frequenza dei battiti del cuore di una persona occupata ad esplicare un dato lavoro e di cui non è possibile "sentire il polso" nel modo convenzionale. Con l'apparecchio indicato in figura, ogni battito del cuore viene trasformato in un impulso elettrico. Il prelievo avviene sul lobo dell'orecchio; qui, da una parte si trova una minuscola lampadina la cui luce, attraverso la cartilagine del lobo auricolare, viene interrotta dal flusso e riflusso del sangue pompato dal cuore nei numerosi vasi sanguigni quivi presenti. Dall'altra parte del lobo auricolare si trova un fototransistor che riceve la luce della lampadina "modulata" dal pulsare del battito del cuore. Il fototransistor trasforma la variazione di luce in un impulso di corrente che sblocca ad ogni impulso un oscillatore a 3.000 Hz. Questi treni di onde sinusoidali che si succedono al ritmo del battito cardiaco vanno successivamente a modulare la portante (10... 15 MHz) di un piccolo trasmettitore. I segnali irradiati dalla piccola antenna indicata in fotografia possono essere ricevuti da un normale ricevitore cui può essere collegato un registratore oppure un contatore di impulsi meccanico o elettronico.

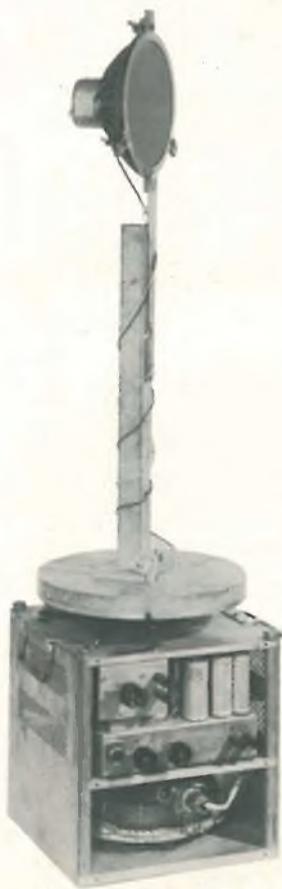


MISURE SU ALTOPARLANTI - Si tratta di un interessante sistema che consente di misurare le proprietà essenziali di un buon altoparlante. Le misure effettuate riguardano: a) le variazioni della pressione acustica e dell'impedenza in funzione della frequenza; b) la frequenza di risonanza propria dell'altoparlante; c) i fenomeni transitori che si originano alla brusca sparizione di un segnale applicato all'altoparlante; d) i diagrammi direzionali che danno, in coordinate polari, la pressione acustica nelle varie direzioni ad una data frequenza; e) le variazioni del rendimento in funzione della frequenza.

La pressione acustica, l'impedenza e il rendimento sono registrati in funzione della frequenza su di un nastro di carta; i fenomeni transitori e i diagrammi vettoriali sono visualizzati sullo schermo di un oscilloscopio. Alla bobina mobile dell'altoparlante viene applicato un segnale proveniente da uno stadio finale in push-pull di un amplificatore con potenza di uscita di 50 W; il segnale è quello di un generatore di bassa frequenza che esplora in modo continuo e lineare la banda di frequenze da 0 a 20 kHz. Lungo l'asse dell'altoparlante alla distanza di 50 cm., si trova un microfono a condensatore il cui segnale di uscita viene registrato previa amplificazione su un tracciatore.

Microfono e altoparlante si trovano in una stanza "sorda" (priva di effetto di riverberazione). Per misurare i diagrammi direzionali, all'altoparlante viene dato un movimento rotatorio rispetto al microfono che rimane fisso. Nella fotografia si vede appunto l'altoparlante disposto su un asse in lenta rotazione al di sotto del quale si trovano sia l'amplificatore di potenza che il motore. I diagrammi direzionali indicati in basso si riferiscono ad un altoparlante a doppio cono senza schermo acustico del diametro di 216 mm.

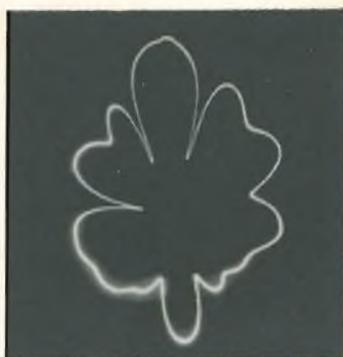
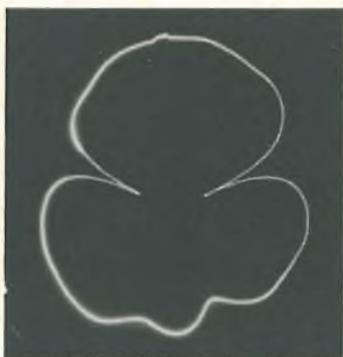
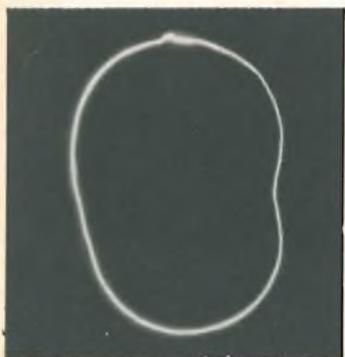
Il diagramma direzionale a si ha quando all'altoparlante viene applicato un segnale di 1.000 Hz; il diagramma b si riferisce ad un segnale di 3.000 Hz; infine il diagramma c si riferisce ad una frequenza di 8.000 Hz.



a)

b)

c)





Oscilloscopio TV tipo GM 5600

APPARECCHI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO TV



Voltmetro elettronico tipo GM 6000



Oscilloscopio TV tipo GM 5601



Generatore AM/FM tipo PM 5320



Signal Tracer tipo GM 7600



Sweep Marker VHF-UHF
tipo GM 2877



Generatore geometrie VHF-UHF
tipo GM 2892

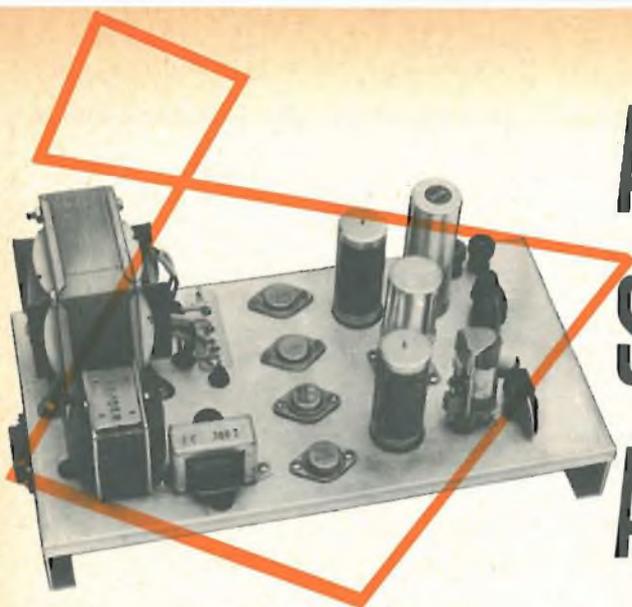
PHILIPS

S.p.A.

REPARTO INDUSTRIA MILANO
PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

Tester universale 40. k Ω /V
tipo P 817.00





ALIMENTATORE STABILIZZATO A TRANSISTORI

Abbiamo già descritto due tipi di alimentatori della potenza di circa 1 kW, stabilizzati con sistema misto reattore magnetico e transistori, adatti specialmente per telefonia e per grandi laboratori, mentre è anche frequente la richiesta di piccoli alimentatori per apparecchi a transistori da laboratorio o per complessi ad alta fedeltà nei quali, oltre alla stabilizzazione della tensione, è principalmente richiesto un alto coefficiente di livellamento, ossia una minima componente alternativa in uscita.

Un livellamento efficace è più facile ad ottenere quando non vi siano armoniche nella corrente di alimentazione, e pertanto, in questo caso, la stabilizzazione non può essere fatta con il reattore magnetico che introduce una deformazione nella corrente, ma deve essere fatta esclusivamente con transistori che agiscono tutti sul lato a corrente continua.

Tenendo conto delle possibilità di utilizzazione dell'alimentatore nel vasto campo delle apparecchiature a transistori quali strumenti di misura, oscillatori a frequenza molto stabile, amplificatori ad accoppiamento diretto per misure e per riproduzioni ad alta fedeltà, contatori elettronici, ecc. è stato studiato e realizzato un alimentatore con tensione massima di uscita di 14 V, regolabile fino a 12 V, per poter coprire tutto il vasto campo di

uso dei 12 V, e con corrente massima di 4 A, usufruibile con continuità, corrispondente ad una potenza massima di 56 W, più che sufficienti per la alimentazione di grossi amplificatori e di apparecchiature a molti elementi.

Questo alimentatore, che sostituisce vantaggiosamente una batteria di accumulatori di grossa capacità con il vantaggio della possibilità di regolazione della tensione, della stabilità di questa, di un livellamento altrettanto efficace e di nessuna limitazione nel tempo d'uso, nonché di manutenzione nulla, è stato progettato in modo da risultare di semplice costruzione e di facile messa a punto, economico sia nel numero e qualità dei componenti adottati, sia nella costruzione; per ottenere ciò non si è spinto al massimo la stabilità di tensione, ma la si è contenuta entro limiti pratici, mentre nulla si è sacrificato alla bontà del livellamento, requisito necessario nel campo della misura e nel campo della alta fedeltà.

L'alimentatore mostrato in varie viste nelle fig. 1, 3, è montato, nei riguardi della stabilizzazione, con il sistema della regolazione in serie, ed è previsto per una tensione alternata di entrata di 220 V, ed una continua di uscita regolabile fra 12 e 14 V.

Come è stato già detto altrove a pro-

posito degli alimentatori di maggiore potenza, la regolazione in serie dà luogo ad una perdita di potenza la quale deve essere dissipata nell'elemento di regolazione, e deve essere fornita dal trasformatore di alimentazione insieme alla potenza effettivamente utilizzata in uscita.

Trattandosi di un elemento di regolazione in serie, la corrente ha il medesimo valore, o quasi, sia in tale elemento che nel circuito di utilizzazione, per cui è il valore della tensione che, all'entrata del circuito di regolazione, dovrà essere maggiore della tensione utilizzata.

Riferendoci alla fig. 2 ricordiamo il principio della regolazione in serie con transistor e diodo Zener.

Il transistor $Tr1$ è l'elemento di regolazione in serie attraversato dalla intera corrente che circola nel partitore costituito dalle resistenze $R3$ ed $R4$.

La base dello stesso $Tr1$ è controllata, attraverso la resistenza $R2$, dalla corrente collettore-emettitore del transistor $Tr2$ in serie al cui circuito di emettitore è montato il diodo Zener Zn avente la tensione di Zener Vz .

Ricordando che il valore della transconduttanza gm di un transistor, è definito dal rapporto fra il coefficiente di ampli-

ficazione hfe e la impedenza di ingresso hie :

$$gm = \frac{hfe}{hie}$$

constateremo che la efficienza della regolazione dipende dal valore della transconduttanza dei due transistori, ed in special modo dalla transconduttanza di $Tr2$.

Nel circuito della fig. 2, la tensione di uscita Vu è funzione di Vz secondo la formula:

$$Vu = Vz \left(\frac{R3}{R4} + 1 \right)$$

il che permette, adattando il rapporto $R3/R4$, di adoperare uno Zener di tensione bassa e quindi con un basso coefficiente di temperatura.

Per una certa tensione di entrata Ve , la tensione di collettore di $Tr1$ è pari a Ve detratta la caduta di tensione che si verifica ai capi della resistenza $R1$ in funzione della corrente nel carico.

D'altra parte la d.d.p. fra collettore e base di $Tr1$ è definita dal valore della corrente circolante attraverso la resistenza $R2$, la quale corrente dipende dallo stato di conduzione del transistor $Tr2$, e poichè

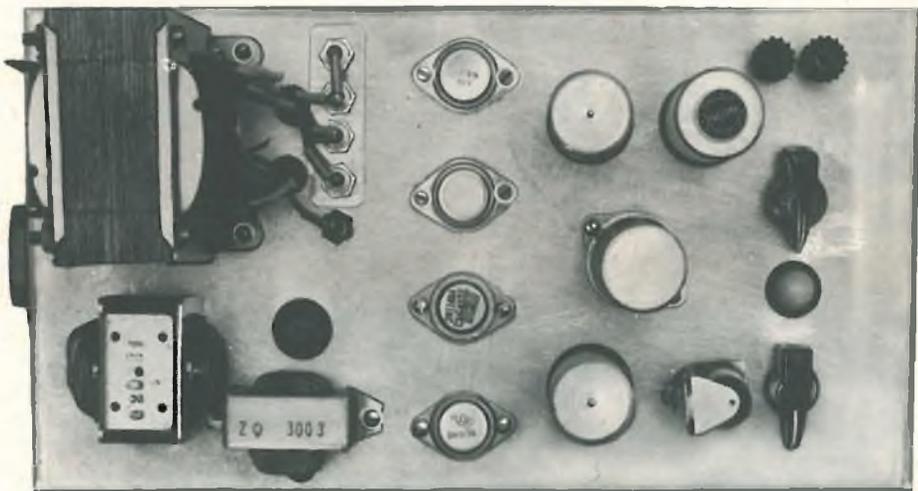


Fig. 1 - L'alimentatore stabilizzato a transistori visto dalla parte superiore dello chassis.

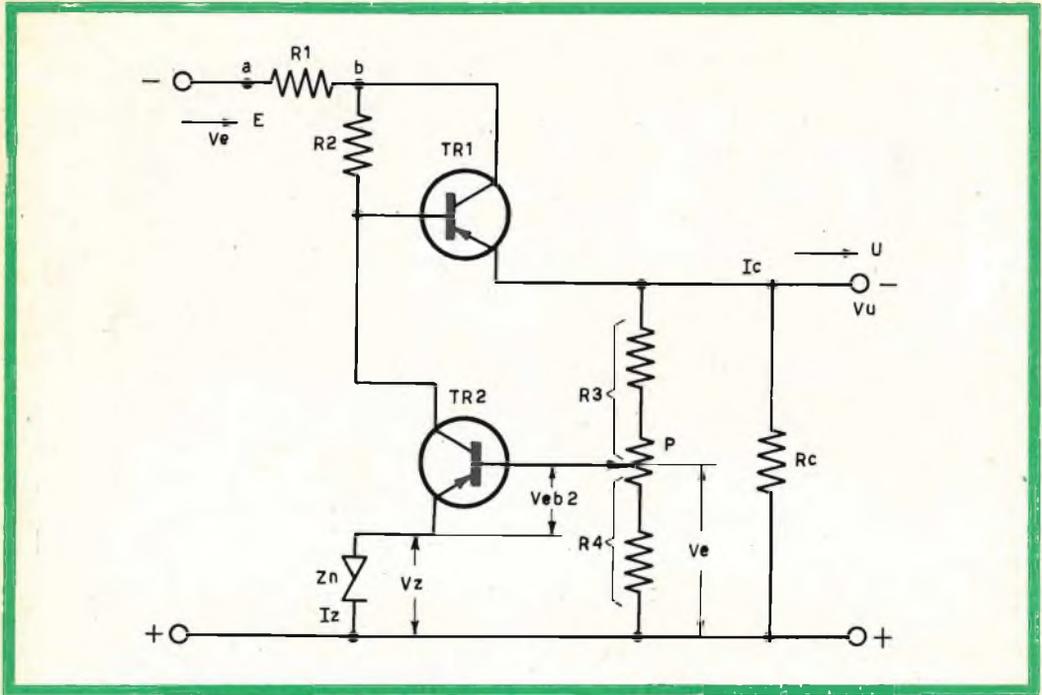


Fig. 2 - Principio di funzionamento della regolazione in serie con transistor e diodo Zener.

la d.d.p. ai capi di R2 determina lo stato di conduzione di Tr1, ossia l'azione regolante, la corrente attraverso R2 può essere chiamata **corrente di controllo**.

Questa è definita dalla d.d.p. fra base ed emettitore di Tr2 e dal valore della transconduttanza gm di tale transistor.

Diamo a Vz un valore uguale o più basso di Vu, e ad R3 e ad R4 valori sufficientemente bassi da impedire che la corrente di base di Tr2 venga sensibilmente alterata dai valori di tali resistenze il cui rapporto può essere entro certi limiti modificato mediante il potenziometro P.

Non considerando le tensioni di base di Tr1 e di Tr2 e la corrente di base del primo, si può scrivere:

$$V_u = V_e - I_c R_1 - I_z R_2$$

e poichè

$$V_u = V_z \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right)$$

si ha

$$I_z R_2 = V_e - I_c R_1 - \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right) V_z$$

Se la tensione di ingresso **Ve** aumenta, aumenta anche la tensione di controllo **IzR2** e quindi la tensione di uscita tende a rimanere costante, restando costanti la caduta di tensione **IcR1** ed il fattore di moltiplicazione

$$\left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right) V_z.$$

Un ragionamento analogo deve essere seguito agli effetti delle variazioni della corrente di carico **Ic**.

In funzione di variazioni di **Ve** anche notevoli, si hanno corrispondenti variazioni nella corrente di Zener **Iz** e quindi variazioni della tensione di controllo **IzR2** che fa assorbire le differenze dal transistor TR1.

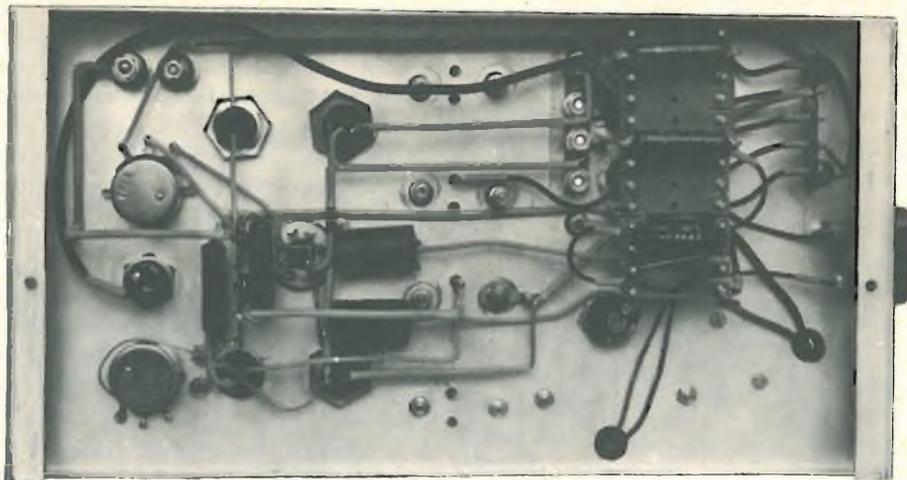


Fig. 3 - Cablaggio della parte inferiore dello chassis dell'alimentatore stabilizzato a transistori.

Essendo

$$dI_{zR2} = dV_{cb1} = g_{m2} \cdot R_2 \cdot dV_{eb2}$$

dove V_{cb1} è la tensione collettore base di $Tr1$, e V_{eb2} la tensione base emettitore di $Tr2$, si scorge che piccole variazioni di quest'ultima sono incrementate secondo il prodotto $g_{m2} \cdot R_2$ dove g_{m2} è il valore della transconduttanza di $Tr2$.

Quanto maggiore è il valore di tale prodotto, tanto maggiore sarà l'efficacia della regolazione, per cui è opportuno scegliere per $Tr2$ un transistor di elevata transconduttanza, come precedentemente è stato detto.

È evidente che la sensibilità della regolazione può essere accresciuta amplificando le variazioni di V_e , tensione di errore, prima di trasmetterle alla base di $Tr2$, con uno o due transistori, ma negli usi normali l'accoppiamento diretto è sufficiente, il dispositivo potendo reagire a variazioni molto piccole, in percentuale, della tensione V_u .

Il transistor $Tr1$ agisce, nel modo innanzidetto, da regolatore in serie assorbendo le differenze di tensione in eccesso e compensando quelle in difetto, per cui,

tra il collettore e l'emettitore deve sempre sussistere una d.d.p. media il cui valore è definito dalla ampiezza delle variazioni che si vogliono compensare, nonché dalle possibilità di dissipazione del transistor.

Più alta è la d.d.p. media ai capi del transistor e più ampie saranno le variazioni che potranno essere compensate, ma sarà maggiore la potenza che dovrà essere dissipata.

Tenendo presente che, per poter effettuare una buona regolazione, è necessario che la d.d.p. minima ai capi di $Tr1$ non scenda al disotto dei 3 V per tipo di transistor adoperato, ne segue che per una tensione di uscita di 14 V, la tensione minima al collettore di $Tr1$ dovrà essere di 17 V, e se dovranno essere compensate variazioni di tensione fino al 30% in totale, il valore della tensione massima sarà di almeno 22 V.

Questo non è il valore della tensione massima di entrata V_e perchè bisogna tener conto della caduta di tensione attraverso $R1$ le cui funzioni saranno chiarite fra breve.

Per una corrente media di 3 A ed una tensione di uscita di 14 V, il tran-

sistore Tr1 dovrà quindi poter dissipare una potenza minima di $3 \times 3 = 9 \text{ W}$, ed una potenza massima di $(22 - 14) \times 3 = 24 \text{ W}$: dovrà quindi essere adoperato un transistor capace di dissipare almeno 25 W senza richiedere una notevole superficie radiante.

Per quanto concerne la tensione collettore emittore alla quale il transistor dovrà essere adatto, occorre tener presente che nel caso di un corto circuito sempre possibile ai capi dell'uscita, ed a parte i dispositivi di protezione che possono essere adoperati, l'intera tensione viene applicata bruscamente ai capi di Tr1 il quale deve essere quindi atto a sopportarla senza inconvenienti. Ne segue che, volendo tener conto dei transistori, per una tensione di uscita di 14 V , il valore di V_{ce} di Tr1 dovrà essere di almeno 60 V .

E' opportuno chiarire che la tensione fra collettore ed emittore, non è funzione della corrente, ma solo del potenziale della base, per cui le d.d.p. indicate, valgono per qualsiasi valore della corrente attraversante il transistor, ossia la d.d.p.

non diminuisce se la corrente è piccola, né aumenta se la corrente è grande.

Varia invece la potenza da dissipare che non deve mai raggiungere limiti distruttivi. Se la resistenza del carico si abbassa, la corrente tende naturalmente all'aumento, mentre la tensione ai capi del carico si abbassa fino allo zero come abbiamo detto, nel caso di corto circuito.

Le condizioni peggiori, agli effetti della potenza da dissipare, si ottengono appunto con basse tensioni sul carico.

Stabilendo in 25 W la potenza dissipabile come già accennato, il limite fra le condizioni di sicurezza e quelle distruttive, in funzione della corrente e della tensione sul carico, è indicato nel diagramma della fig. 4 che mostra chiaramente come sia necessario non diminuire la tensione sul carico oltre un certo limite, e come, nel caso di un corto circuito, una corrente di soli $1,5 \text{ A}$ sia già da considerarsi distruttiva.

Per realizzare ragionevoli condizioni di sicurezza, è opportuno limitare la potenza da dissipare, montando in parallelo più di un transistor, ma l'esame del diagramma

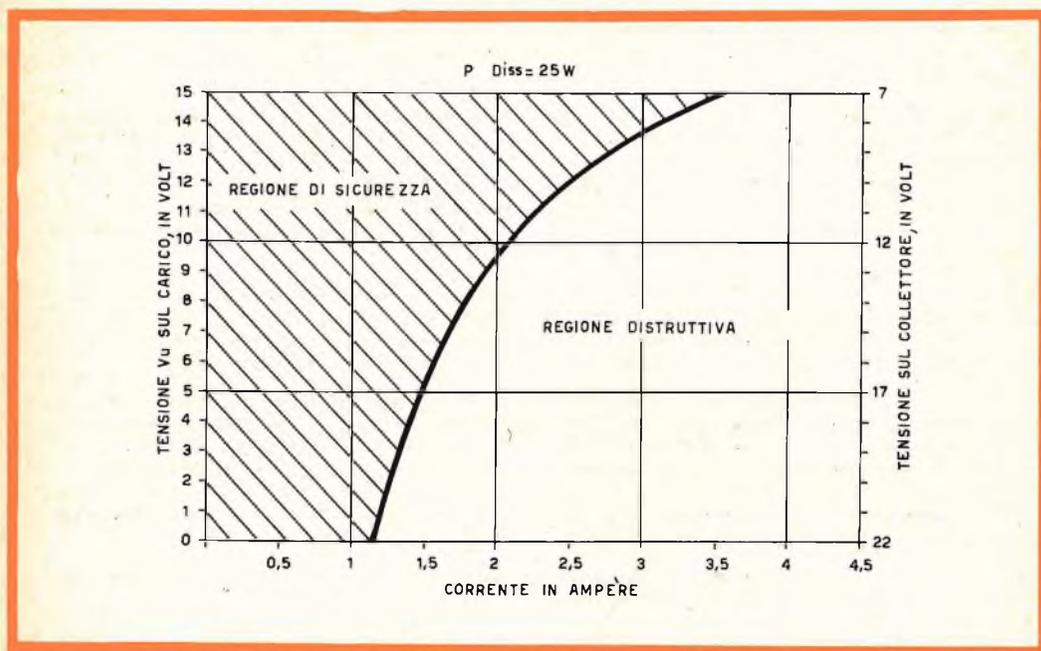


Fig. 4 - Andamento della tensione ai capi del carico in funzione della corrente. Il diagramma mostra chiaramente come sia necessario non diminuire la tensione sul carico oltre un certo limite, e come nel caso di un corto circuito, una corrente di soli $1,5 \text{ A}$ sia già da considerarsi distruttiva.

mostra come sia necessario provvedere la apparecchiatura di un dispositivo limitatore di corrente per la completa protezione del o dei transistori di regolazione.

Questa protezione deve essere istantanea e non ritardata come potrebbe essere quella data da un fusibile in serie, perchè prima che questo si interrompa, la temperatura della giunzione del transistor può facilmente raggiungere valori distruttivi.

Occorre d'altra parte anche evitare l'inizio ed il mantenimento di un regime oscil-

latorio e di pendolazione, ed in molti casi è opportuno che la corrente venga limitata o interrotta anche durante la ricerca delle cause che hanno prodotto il corto circuito.

Sulla base di tutte queste, e delle precedenti considerazioni, è stato studiato lo apparecchio che prossimamente descriveremo, il quale sottoposto a prove prolungate in condizioni assai gravose ed a centinaia di corti circuiti netti, ha dato lusinghieri risultati, senza accusare inconvenienti.

(continua)

U. Guerra

ACCERTATA DAL MARINER L'ASSENZA DI VITA SU « VENERE »

La N.A.S.A. (ente spaziale degli Stati Uniti) ha annunciato ufficialmente che la superficie di Venere ha una temperatura dell'ordine di quattrocentoventisei gradi centigradi. Il pianeta è circondato da una spessa coltre di nubi di bassa temperatura, situata nella parte superiore della sua atmosfera. Esiste una regione fredda nell'emisfero meridionale del pianeta gemello della Terra, nella quale le temperature sono essenzialmente le stesse, sia che si tratti della superficie rischiarata dal Sole, sia di quella che non lo è.

Queste informazioni, le prime che si possiedono con certezza su Venere, sono state ottenute con l'ausilio del satellite artificiale americano Mariner 2 che il 14 dicembre scorso è passato a una distanza di circa 34560 chilometri da Venere. La temperatura della superficie di Venere, come è stato rivelato oggi, elimina qualsiasi forma di vita, almeno sotto la forma in cui esiste la vita sulla Terra. È stato constatato, inoltre, che Venere è priva di ionosfera ad alta densità di elettroni, contrariamente alle teorie di alcuni scienziati. La quantità di biossido di carbonio contenuta nell'atmosfera di Venere, al di sopra della coltre di nubi già descritta, era troppo esigua per essere registrata dagli strumenti della sonda spaziale.

La N.A.S.A. fa notare, fra l'altro, che i trasmettitori del Mariner 2 hanno inviato segnali captati a terra fino a che il satellite ha raggiunto la distanza di 86.743.000 km. dalla Terra: ciò significa che comunicazioni radio attendibili provenienti da, o dirette a un veicolo spaziale nell'interno del sistema solare, sono possibili fino a questa distanza, senza alcun disturbo di origine cosmica. La sonda spaziale non ha incontrato radiazioni sufficienti a provocare danni di rilievo ad astronauti, durante il suo viaggio interplanetario durato 109 giorni verso Venere. La forza del campo magnetico di Venere è molto probabilmente meno di un quinto di quella della Terra.

Lo speciale strumento a bordo della sonda ha segnalato tredici esplosioni radioattive durante il volo verso Venere. Le esplosioni erano sporadiche e duravano generalmente un giorno ciascuna: esse sono considerate di particolare interesse scientifico perché si ritiene che siano dovute ad esplosioni solari, e quindi da mettere in relazione con susseguenti disturbi del campo magnetico della Terra.

Le apparecchiature del « Mariner 2 » non hanno registrato urti con particelle spaziali nelle vicinanze di Venere: è risultato, d'altra parte, che nello spazio interplanetario la densità del pulviscolo atmosferico è pari a circa un quarto di quella riscontrata dai satelliti in orbita intorno alla Terra. Circa il « vento solare », formato da particelle elettrizzate di debole energia provenienti dal Sole, il « Mariner 2 » ha permesso di appurare, risolvendo probabilmente così una trentennale disputa scientifica, che questo vento è continuo e si sposta a una velocità variante fra 320 e 800 chilometri al secondo, con una temperatura di oltre mezzo milione di gradi centigradi.

Il « Mariner 2 », nel tratto del suo viaggio presso Venere, ha osservato il pianeta per 35 minuti, usando ad intermittenza i suoi « occhi-radio ».

Venere è stato esaminato in diciotto zone distinte, cinque dalla parte illuminata dal sole, cinque dalla parte in ombra e otto sulla linea di separazione tra la luce e l'ombra.

Il rapporto è stato preparato da scienziati e tecnici del « Jet Propulsion Laboratory » dell'« Institute of Technology » di California.

INTERPRETAZIONE E MISURA DEI PARAMETRI DI UN TRANSISTOR



(continua dal N. 8)

Variazioni della resistenza d'ingresso in funzione della tensione collettore-emettitore

Il circuito impiegato è indicato in figura 28.

Mediante R_1 si stabiliscono differenti valori della tensione collettore-emettitore; quest'ultima viene misurata da un voltmetro per corrente continua collegato tra collettore e emettitore. La curva indicata in

fig. 29 indica che la resistenza d'ingresso aumenta di poco con la tensione collettore-emettitore.

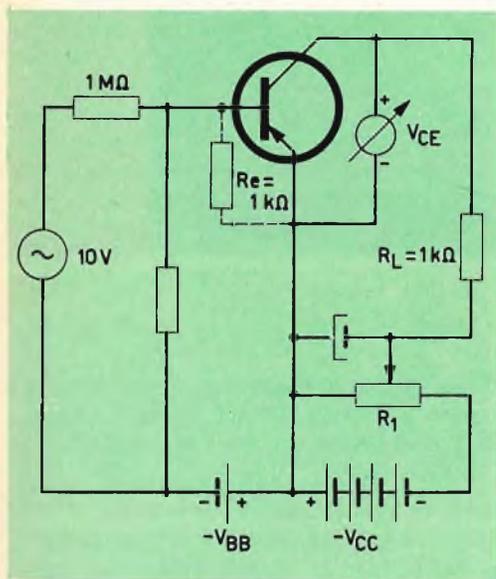


Fig. 28

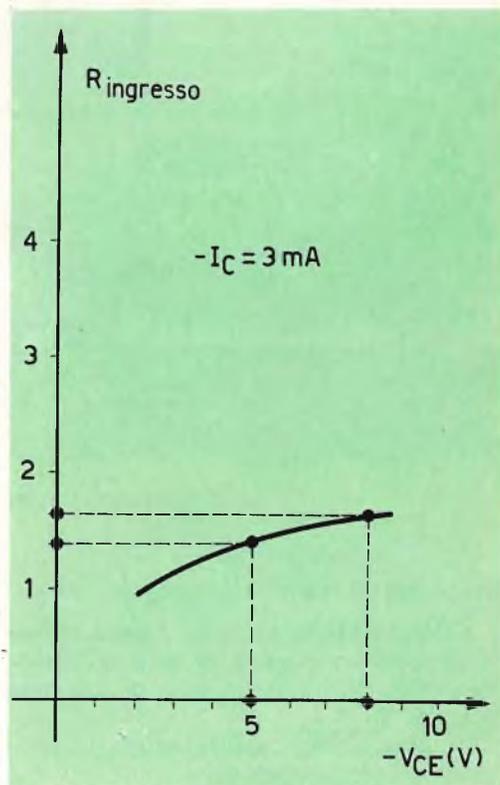


Fig. 29



Posizionatura di transistor per alta frequenza.

Resistenza di uscita del transistor

La resistenza di uscita (R_u) viene definita come rapporto tra la tensione collettore-emettitore (V_{ce}) e la corrente di collettore (I_c), fig. 30.

La misura della resistenza di uscita si effettua in questa maniera:

Si realizza il circuito indicato in fig. 31.

Il generatore di bassa frequenza viene collegato ai morsetti A e B; il millivoltmetro di bassa frequenza tra i morsetti C e D.

In fig. 32 è indicato lo schema equivalente di questo circuito di misura. Il ponte è in equilibrio quando le resistenze R_u e R_1 risultano di uguale valore; in questa condizione tra i morsetti C e D si ha un mi-

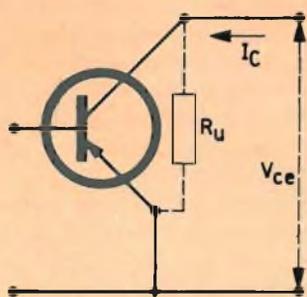


Fig. 30

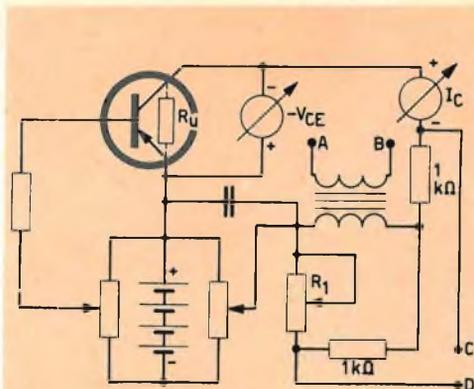


Fig. 31

nimo valore di tensione. L'equilibrio del ponte si ottiene facilmente regolando il potenziometro R_1 facendo sì che R_1 risulti uguale a R_u (resistenza di uscita del transistor); successivamente si misura R_1 mediante un ohmmetro; la misura di R_1 rappresenta il valore della resistenza di uscita del transistor.

Con questo metodo si può misurare la resistenza di uscita del transistor per qualsiasi valore di corrente di collettore (I_C).

La curva indicata in fig. 33 indica che la resistenza di uscita diminuisce molto rapidamente all'aumentare della corrente di collettore. La spiegazione di questo comportamento è la seguente:

La resistenza di uscita del transistor si può determinare partendo anche dalla curva caratteristica $I_C = f(-V_{CE})$ di fig. 34. L'angolo che questa curva fa con la

orizzontale passante per il punto di lavoro determina il valore della resistenza di uscita in quel punto in base alla nota relazione.

$$r_g \alpha = \frac{1}{R_u}$$

Se la corrente di collettore aumenta, anche l'angolo che la curva caratteristica forma con la orizzontale aumenterà e, di conseguenza, anche la tangente di questo angolo; ciò significa che, in base alla precedente relazione la resistenza di uscita diminuisce.

La fig. 35 indica che la resistenza di uscita di un transistor aumenta con la tensione collettore-emettitore; le variazioni più forti si verificano quando la tensione collettore-emettitore è inferiore alla tensione di ginocchio $-V_{CEK}$.

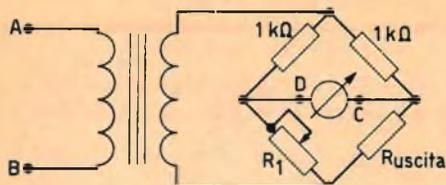


Fig. 32

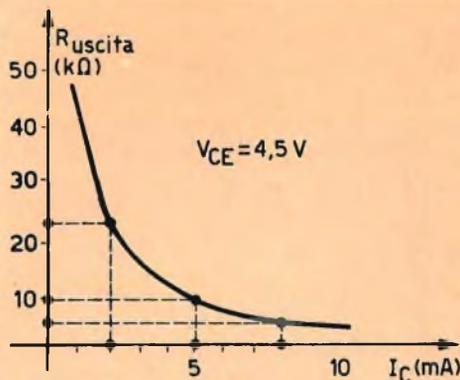
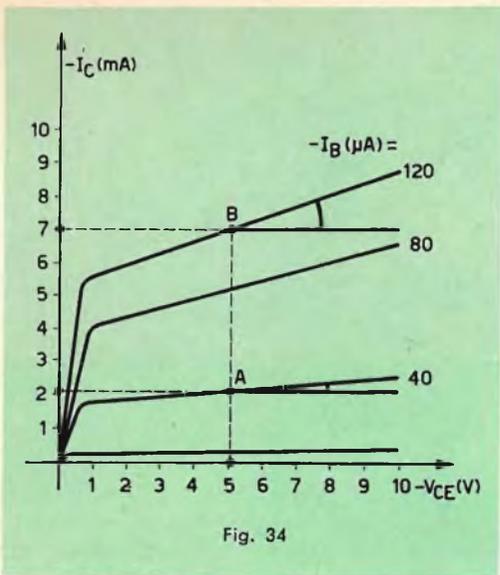


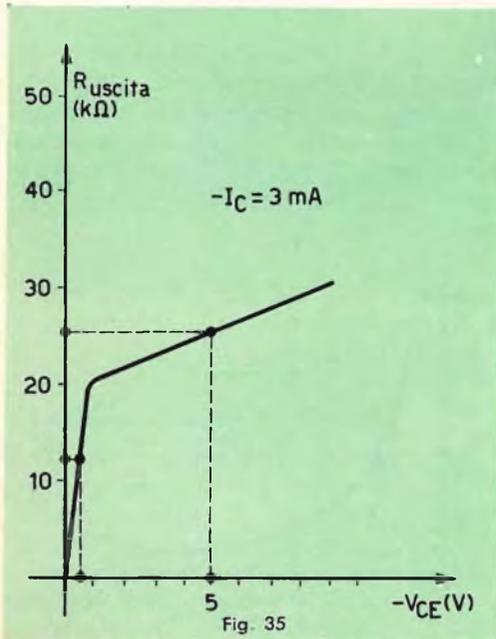
Fig. 33



Guadagno in corrente del transistor

In un transistor montato con emettitore comune (fig. 36), il guadagno in corrente risulta definito dal rapporto tra la corrente di collettore I_c e la corrente di base I_b .

Supponiamo di voler misurare il guadagno in corrente in un transistor di piccola potenza (OC 71) per il quale, com'è



noto, la curva caratteristica $I_c = f(I_B)$ ha andamento lineare.

Il circuito di misura è indicato in fig. 37.

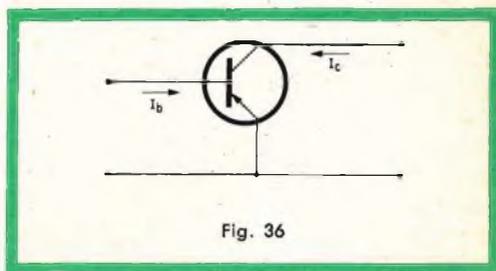
Il generatore di bassa frequenza viene collegato tra base ed emettitore attraverso una resistenza da $1 \text{ M}\Omega$.

Il condensatore C ha il solito compito di isolare, per la corrente continua, il circuito base-emettitore dall'uscita del generatore ed evitare quindi che vengano modificate le condizioni di polarizzazione del transistor.

In fig. 38 è indicato lo schema equivalente del circuito d'ingresso. Il generatore applica una tensione di 10 V ad un circuito la cui resistenza è uguale a:

$$R = 10^6 + R_e$$

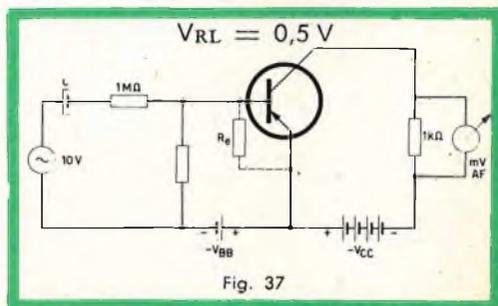
R_e ha un valore molto basso rispetto a quello della resistenza da $1 \text{ M}\Omega$ e quindi può essere trascurata.



Premesso ciò, la corrente nel circuito base-emettitore diventa:

$$I_b = \frac{10}{10^6} = 10^{-5} \text{ A} = 10 \text{ }\mu\text{A}$$

Un voltmetro collegato ai capi della resistenza di carico del collettore ($1 \text{ k}\Omega$) indica la tensione quivi presente. Supponiamo che essa abbia il valore di:





Carico della navicella per la lega.

La legge di Ohm ci fornisce la corrente di collettore I_c uguale a:

$$I_c = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{0,5}{10^3} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ A} = 500 \mu\text{A}$$

Conoscendo la corrente di collettore I_c e la corrente di base I_b il guadagno in corrente del transistor sarà dato da:

$$G_c = \frac{I_c}{I_b} = \frac{500}{10} = 50$$

Variatione del guadagno in corrente in funzione della corrente di collettore (I_c)

Il circuito impiegato è rappresentato in fig. 39.

La resistenza R_2 serve per far variare la tensione base-emettitore (V_{BE}) e, quindi anche la corrente di base (I_B); le variazioni di quest'ultima provocano, a lo-

ro volta, corrispondenti variazioni nella corrente di collettore (I_c).

Il sistema di misura del guadagno impiegato precedentemente può essere ora ripetuto per differenti valori della corrente di collettore che può essere misurata da un milliamperometro per corrente continua, collegato in serie alla resistenza R_L .

Siccome la tensione fornita dal generatore rimane sempre uguale a 10 V, anche la corrente del circuito base-emettitore rimarrà uguale a 10 μA .

In realtà, noi sappiamo che, la resisten-

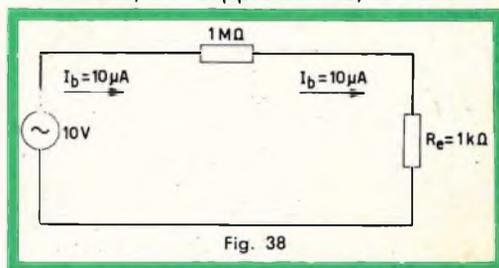


Fig. 38

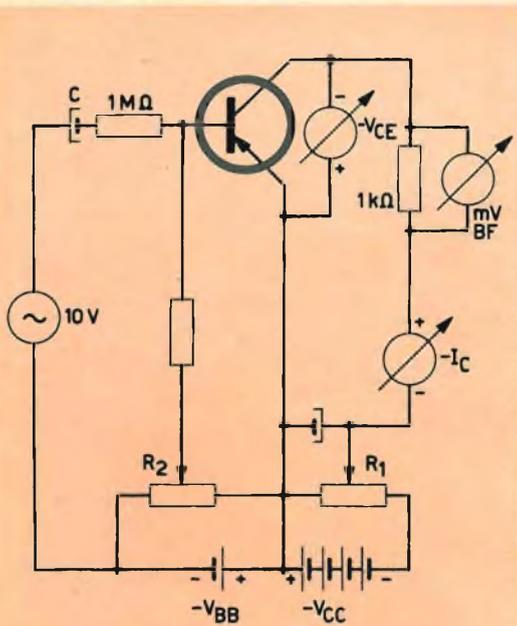


Fig. 39

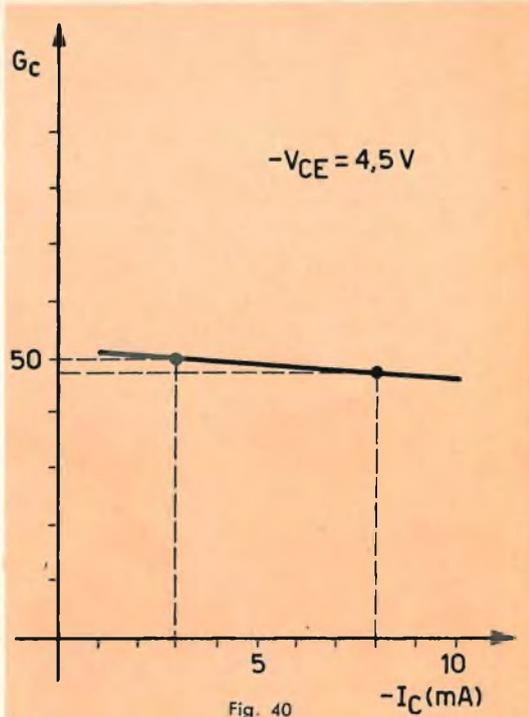


Fig. 40

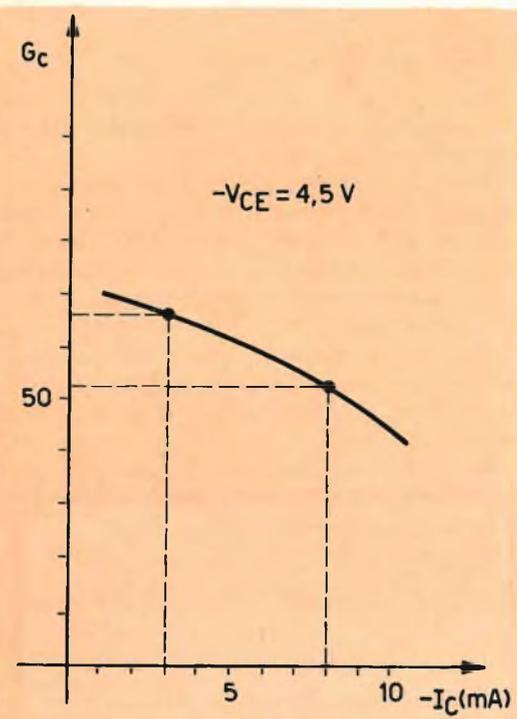


Fig. 41

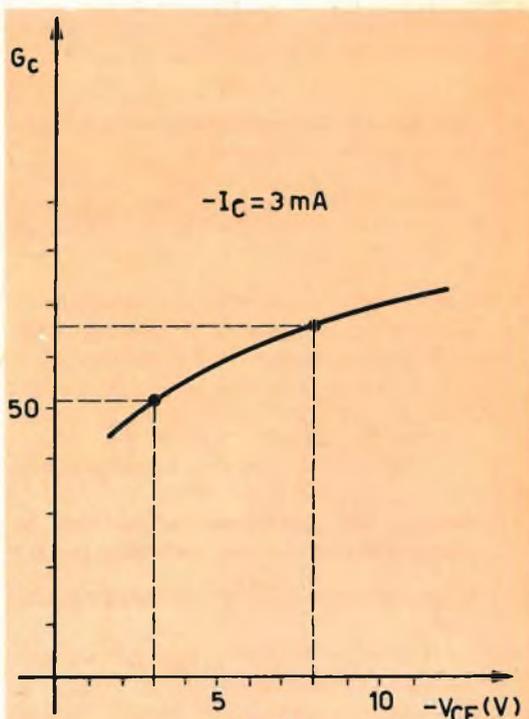


Fig. 42

za d'ingresso del transistor non rimane invariata quando varia la corrente di collettore; questa variazione però è trascurabile rispetto alla resistenza di $1\text{ M}\Omega$.

La curva ricavata $G_c = f(-I_c)$ ha una leggera pendenza significando che il guadagno in corrente, per un transistor OC 71, non varia che di poco con la corrente di collettore (fig. 40).

Al contrario, in un transistor di potenza questa curva ha l'andamento indicato in fig. 41; la caratteristica $-I_c = f(-I_B)$, di un transistor di potenza come abbiamo già detto precedentemente, non è lineare per cui anche il guadagno in corrente diminuisce quando la corrente di collettore aumenta.

Variazioni del guadagno in corrente in funzione della tensione collettore-emettitore

Un voltmetro in continua viene collegato tra collettore e emettitore del transistor.

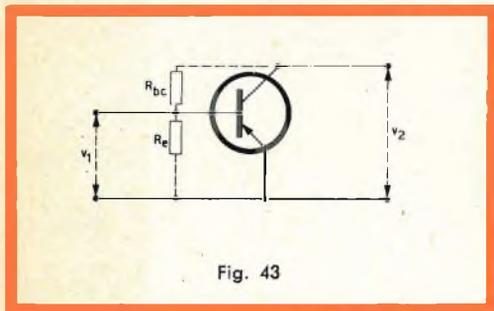


Fig. 43

Mediante il potenziometro R_1 si fa variare la tensione collettore-emettitore ($-V_{CE}$); si ripetono le misure per la determinazione del guadagno indicate in precedenza, per differenti valori della tensione collettore-emettitore. La curva che si ottiene è indicata in fig. 42. Da essa si rileva che il guadagno in corrente aumenta sensibilmente quando aumenta la tensione collettore-emettitore.

Tasso di controreazione interna del transistor

Il tasso di controreazione interna risulta definito dal rapporto tra la tensione base-emettitore (V_{be}) e la tensione collettore-emettitore (V_{ce}).

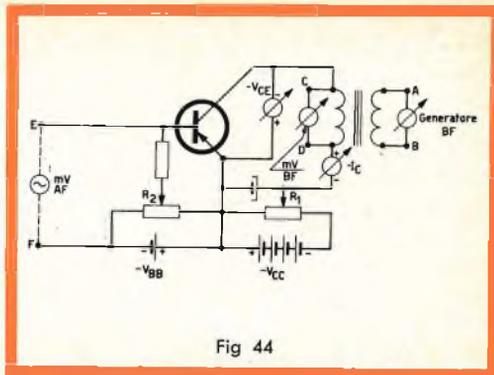


Fig. 44

Misura del tasso di controreazione interna

Il circuito impiegato è rappresentato in fig. 44.

Il generatore di bassa frequenza viene collegato ai morsetti A e B, il millivoltmetro ai morsetti C e D. Regoliamo l'uscita del generatore in modo da leggere sul millivoltmetro una tensione di $0,5\text{ V}$; misuriamo con lo stesso millivoltmetro la tensione, presente ai morsetti E e F, corrispondente alla tensione base-emettitore (V_{be}), del transistor. Il tasso di controreazione sarà definito dal rapporto:

$$\text{tasso di controreazione} = \frac{V_{be}}{V_{ce}}$$

Può anche essere definito dal rapporto tra la resistenza emettitore-base e la resistenza collettore-base.

Lo schema equivalente indicante la controreazione interna è indicato in fig. 43.

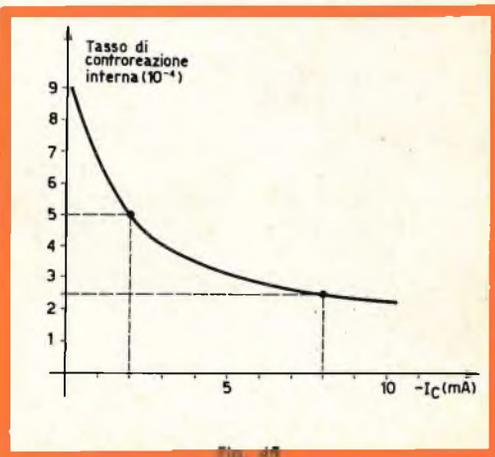


Fig. 42

Variazione del tasso di controreazione interna in funzione della corrente di collettore

La corrente di collettore ($-I_C$) dipende dal valore della corrente di base ($-I_B$); quest'ultima dipende, a sua volta, dalla regolazione del potenziometro R_2 .

La misura del tasso di controreazione interna precedentemente indicata può essere riefettuata per differenti valori della cor-

rente di collettore, misurati da un milli-
amperometro in corrente continua disposto
in serie al carico del collettore. La curva
di fig. 45 indica che il tasso di controrea-
zione interna diminuisce quando la cor-
rente di collettore aumenta.

Per bassi valori della corrente di col-
lettore la variazione è notevole mentre
tende a stabilizzarsi quando la corrente di
collettore aumenta. La ragione è questa:



Preparazione dei palloncini di vetro per un tipo di transistor.

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 61st STREET - WOODSIDE 77 - N.Y. - U.S.A.
LESA DEUTSCHLAND G.m.b.H. - UNTERMAINKAI 82 - FRANKFURT a/M - DEUTSCHLAND

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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

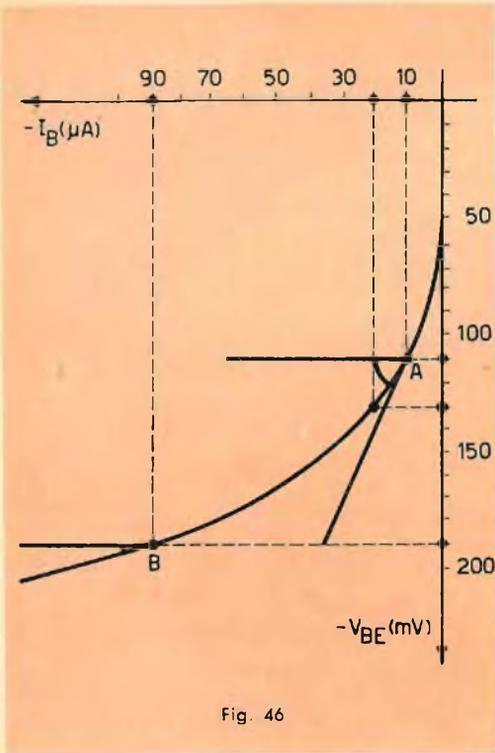


Fig. 46

Il tasso di controreazione interna del transistor è definito dal rapporto tra la resistenza base-emettitore e la resistenza base-collettore: R_{be}/R_{bc} . La resistenza base-emettitore o resistenza d'ingresso (R_{be}) del transistor diminuisce quando aumenta la corrente di collettore. Dalla caratteristica $-I_B = f(-V_{BE})$ indicata in fig. 46 si rileva che per bassi valori di corrente di base, la resistenza d'ingresso è abbastanza grande mentre, per elevati valori di corrente di base, la stessa resistenza diventa

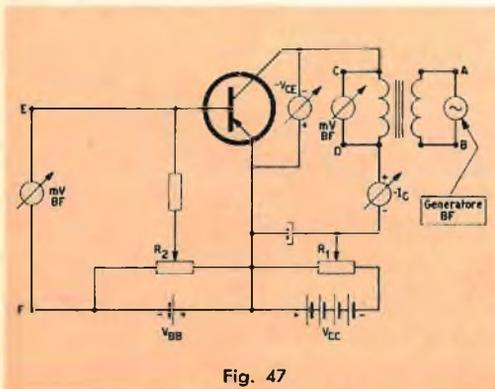


Fig. 47

di valore più basso; quest'ultima aumenta molto rapidamente per correnti di base molto deboli.

Questo fenomeno è già stato messo in evidenza a proposito delle variazioni della resistenza di ingresso in funzione della corrente di collettore.

Il tasso di controreazione interna diventa tanto più grande quanto maggiore è il valore della resistenza d'ingresso; è massimo quando la corrente di base è di piccola entità (debole corrente di collettore), e va a stabilizzarsi molto rapidamente su un valore minimo per elevati valori di corrente di base (elevati valori di corrente di emettitore).

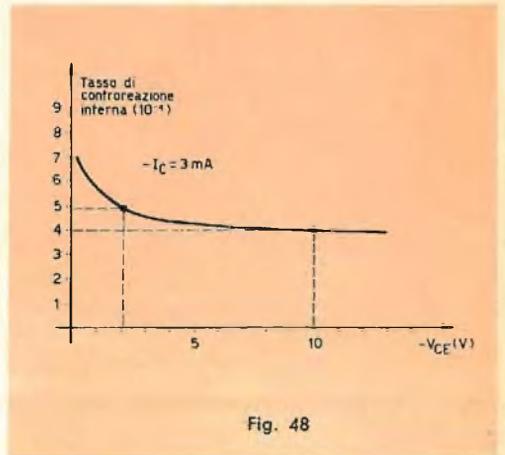


Fig. 48

Variatione del tasso di controreazione interna in funzione della tensione collettore-emettitore

In fig. 47, con il potenziometro R_1 si può variare la tensione collettore-emettitore; quest'ultima viene misurata da un voltmetro per corrente continua collegato tra collettore ed emettitore del transistor.

La misura del tasso di controreazione, in precedenza effettuata, può essere ripetuta per ciascun nuovo valore della tensione collettore-emettitore.

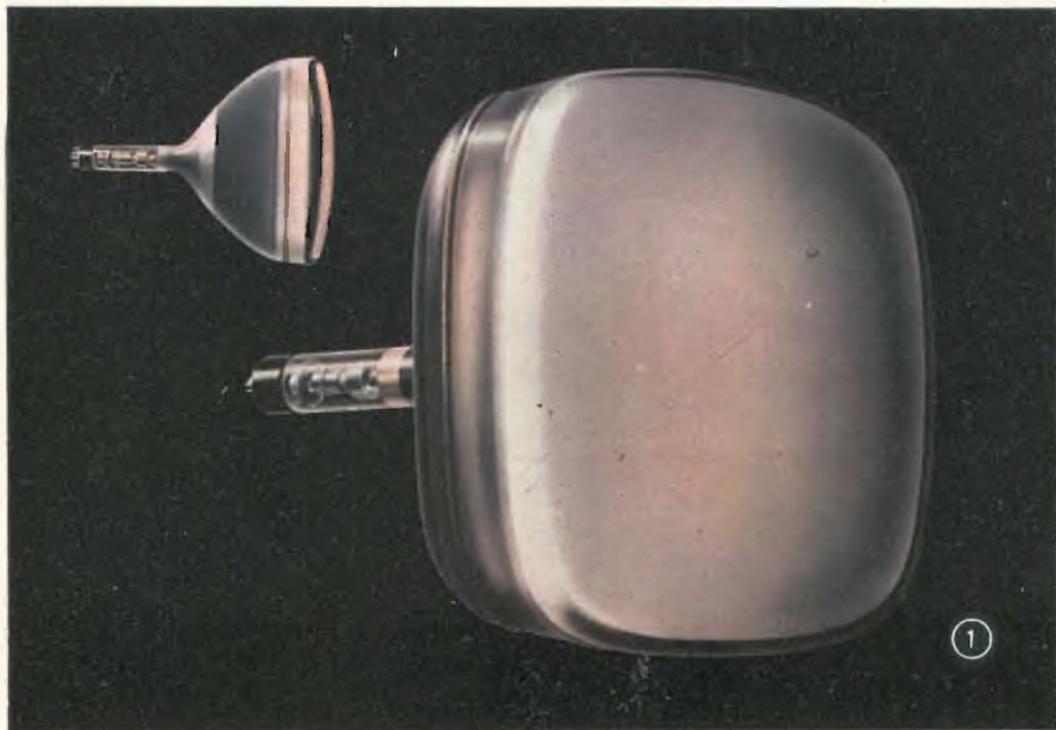
La curva rappresentata in fig. 48 indica che il tasso di controreazione interna di un transistor diminuisce di poco quando la tensione collettore-emettitore aumenta.

(da *Diodes et transistors* di G. Fontaine)

L. C.

IL CINESCOPIO PER TELEVISIONE

dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS",



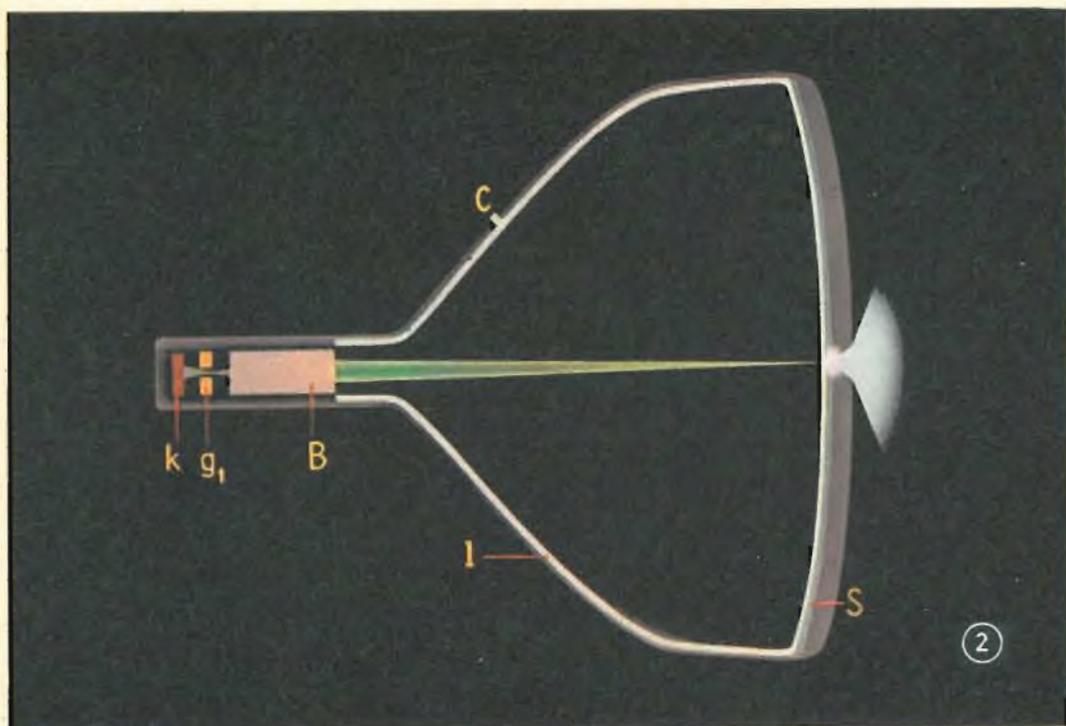
1 - IL CINESCOPIO

Il cinescopio è un tubo che serve a trasformare un segnale elettrico in un'immagine. Il segnale trasmesso che contiene la scena da vedere (segnale video) viene, in un televisore, captato dall'antenna (dipolo), amplificato nello stadio RF, convertito in segnale a frequenza intermedia (FI) e amplificato; a questo punto, il segnale viene demodulato, ulteriormente amplificato dall'amplificatore video e portato alla griglia o al catodo del cinescopio. Qui, il segnale video, avendo una sufficiente ampiezza (circa 80 V_{p-p}) può effettuare, come in un comune tubo elettronico, il controllo degli elettroni emessi dal catodo, i quali, però, mentre in un tubo elettronico vanno a colpire l'anodo, in un cinescopio vanno a colpire uno schermo dove è depositata una sostanza a base di fosfori che, colpita dagli elettroni, emette una certa luminosità.

La luminosità del punto colpito dal fascetto di elettroni dipende dal numero degli elettroni provenienti dal catodo; questo numero di elettroni dipende, a sua volta, dalla tensione applicata fra griglia e catodo. Inoltre, nel cinescopio si fa in modo che il fascetto di elettroni si sposti orizzontalmente e verticalmente in sincronismo con il segnale della trasmittente; ne consegue che l'insieme di punti più o meno luminosi che ricopre, in un certo periodo di tempo, tutto lo schermo del cinescopio, forma, in definitiva, l'immagine teletrasmessa.

Nella figura, è riprodotto un moderno cinescopio: in alto di profilo, in basso visto dalla parte dello schermo. L'ampolla del tubo è interamente di vetro; le colorazioni metalliche e quelle nere che si vedono nella figura, sono dovute ai differenti strati di rivestimento, depositati sulla superficie esterna e su quella interna dell'ampolla del tubo.

Il collegamento dei vari elettrodi del tubo con il circuito esterno avviene per mezzo dei piedini dello zoccolo.



2 - LE PARTI DEL CINESCOPIO

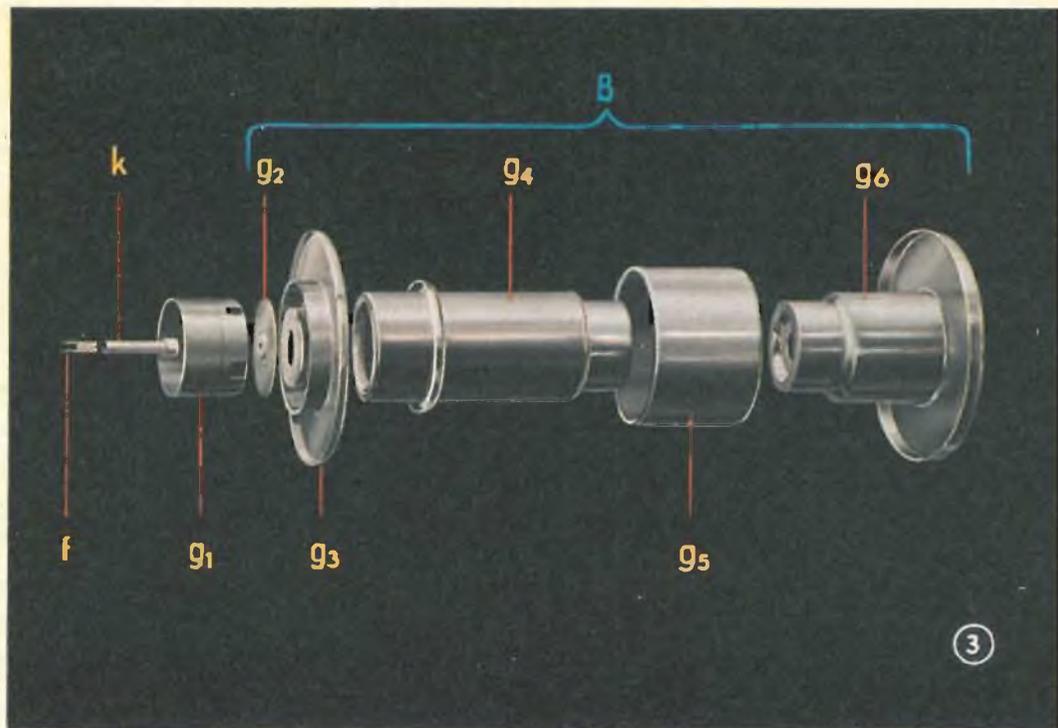
La figura rappresenta un'ampolla di un cinescopio in cui si è fatto il vuoto; in essa si può vedere il catodo (k) che, riscaldato da un filamento (non disegnato) ha la funzione di emettere gli elettroni (emissione termoionica). Il fascetto di elettroni è rappresentato in verde.

A destra del catodo, si trova un sistema di elettrodi di forma cilindrica ed internamente cavi (B), mantenuti a potenziale positivo rispetto al catodo.

Mediante questo sistema di elettrodi, (**cannone elettronico**) e mediante le tensioni applicate ai medesimi, gli elettroni vengono accelerati, concentrati in un fascetto e focalizzati sullo schermo (S). Lo schermo è ricoperto, sulla sua superficie interna, da una sostanza fluorescente.

Il punto dello schermo colpito dagli elettroni che hanno attraversato lo strato 1, si illumina.

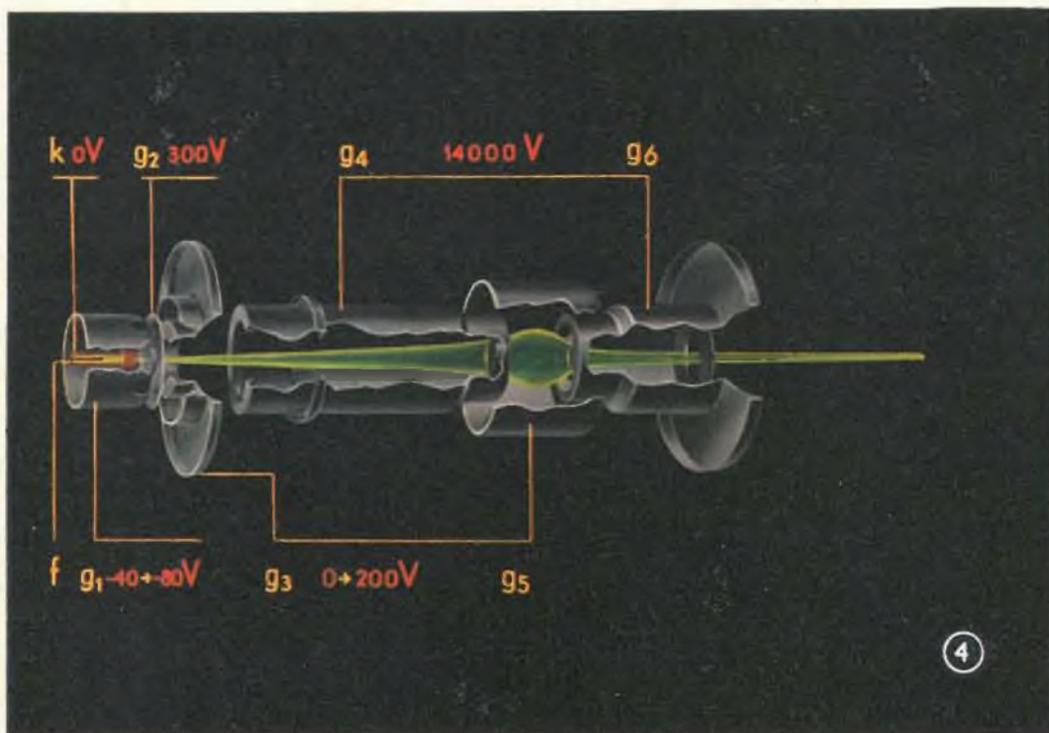
Fra il catodo e il sistema degli elettrodi cilindrici, si trova una griglia (g_1). Variando la tensione a questa griglia (negativa rispetto al catodo) si può controllare l'intensità del fascetto di elettroni, e, di conseguenza, la luminosità dell'immagine. In fig. 14 si illustrano le funzioni dello strato conduttore (1) e del contatto (C); in figura 15 e nelle seguenti si illustra il metodo usato per la deflessione del fascetto di elettroni.



3 - IL CANNONE ELETTRONICO

Il cannone elettronico è formato da: un catodo, una griglia (detta griglia controllo) e da un sistema di elettrodi cilindrici internamente cavi. Compito del cannone elettronico è di accelerare e riunire in un fascetto gli elettroni emessi dal catodo, i quali andranno poi a colpire lo schermo a grande velocità producendo una certa luminosità.

Il cannone elettronico comprende: un filamento (f), un catodo (k) e alcuni diaframmi e cilindri, generalmente chiamati "griglie"; in particolare abbiamo: la griglia controllo (g_1), l'elettrodo focalizzatore o prima griglia acceleratrice (g_2) e altre griglie acceleratrici (g_3, g_4, g_5, g_6). La figura riproduce una esecuzione semplificata del cannone elettronico dove, per maggior chiarezza, gli elettrodi risultano molto distanziati fra loro.



4 - LA FORMA DEL FASCETTO DI ELETTRONI

In questa figura, il cannone elettronico è rappresentato in sezione per mostrare più chiaramente la forma del fascetto di elettroni. Il filamento (f) riscalda il catodo (k). Perché il tubo funzioni, è necessario che agli elettrodi vengano applicate tensioni dell'ordine di quelle indicate in figura. Alcuni elettrodi sono collegati fra loro.

Gli elettroni emessi dal catodo sono accelerati dalle griglie g_2 e g_3 , a potenziale positivo. Dopo essere passati attraverso i fori centrali di questi elettrodi, gli elettroni percorrono lo spazio interno della g_4 . Le traiettorie degli elettroni nella g_4 sono molto divergenti; essi, però, dopo essere passati attraverso le griglie g_5 e g_6 , escono dal cannone in un fascio leggermente convergente.

La flangia della griglia g_3 serve per schermare la parte sinistra del cannone elettronico dall'alta tensione applicata alle griglie g_4 e g_6 . Se la griglia g_1 è molto negativa rispetto al catodo, gli elettroni non possono attraversare l'apertura di g_1 ; in questo caso, il fascetto degli elettroni è soppresso. Nella figura, il diametro del fascetto è esageratamente ingrandito.

(continua)

radiotecnici
radioamatori
radiatoriparatori a

FIRENZE

v. belfiore, 8r
tel. 486.303



troverete un vasto
assortimento di
materiale elettronico per
qualsiasi vostra occorrenza



NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Esiste la vita al di fuori del nostro pianeta? La vita dove ha avuto origine? Nell'oceano? Nell'atmosfera? Nel cosmo? Come poter stabilire comunicazioni radio con eventuali abitatori di altri mondi? A tutte queste domande si è cercato di dare una risposta al recente congresso tenuto a Mosca. Come era da aspettarsi, le risposte non sono state unanimi. — lo credo che negli altri mondi non esista la vita, — ha affermato Alexandre Neifakh — dottore in scienze biologiche — ci sono molte ragioni per credere che la vita abbia avuto origine sulla terra in seguito al fortunato concorso di molte circostanze. È per questo che è molto dubbio che si possa trovare una vita cosciente in mondi distanti dal nostro pianeta decine e centinaia di anni luce. Diversamente la pensa Alexandre Imchenetski secondo il quale, negli altri mondi, può esistere la vita. L'organismo vivente, infatti, può adattarsi alle più diverse condizioni di vita, e d'altra parte, non è detto che si debba cercare nel cosmo una vita simile alla nostra, vale a dire, con a base l'albumina: la vita extraterrestre potrebbe avere per base sia il carbone che il silicio e altri elementi. Quanto ai legami diretti via-radio con gli abitanti dei mondi lontani essi sono — affermano questi scienziati — parimente possibili.

In Polonia, presso l'Istituto di Radiotecnica di Varsavia, 40 specialisti stanno facendo interessanti studi sulla televisione a colori. Questi tecnici stanno facendo esperimenti e prove con apparecchiature riceventi e trasmittenti sia con il sistema americano **NTSC** che con il sistema francese **SECAM**. Hanno messo a punto un « Epidiascopio » televisivo destinato alla proiezione su grande schermo di immagini di televisione a colori.

Nella regione di Mosca è stato sperimentato uno « spazzaneve elettromagnetico » ad alta frequenza funzionante con una corrente molto ridotta. Questa macchina è stata ideata e realizzata da un tecnico dell'Istituto Geografico di Mosca. Nell'inverno scorso, esso, trovandosi in Siberia e nell'Antartico, constatò che in quelle regioni la neve non si ammassava ma bastava un piccolo soffio di vento per disperderla. In quelle stesse regioni, egli notò una anomalia considerevole nel campo magnetico terrestre. Di qui, gli venne l'idea di riprodurre questa alterazione del campo magnetico terrestre artificialmente in altre zone dove normalmente il campo magnetico terrestre ha un andamento regolare. Per questo motivo, egli costruì l'elettromagnete ad alta frequenza. Il fenomeno, secondo lo scienziato, si può spiegare supponendo una reale interazione delle particelle di neve cariche di elettricità con il campo magnetico terrestre.

Il primo satellite artificiale costruito e lanciato da una nazione diversa dagli U.S.A. e dall'Unione Sovietica porterà i colori Giapponesi. Il professor Hidéo Itokawa, direttore dell'Istituto di scienze industriali dell'Università di Tokio, è stato molto preciso in proposito. « Noi stiamo preparando un satellite artificiale del peso di 40 kg che verrà messo in orbita intorno alla terra prima del 1966 ». Per realizzare questo progetto sono stati accordati al professor Itokawa e alla sua equipe 500 milioni di yens.

È stato recentemente sperimentato un tubo termoionico che permetterà agli astronauti di restare in continua comunicazione radio con la terra durante le operazioni di rientro nell'atmosfera. È a onde progressive, e opera su lunghezze d'onda millimetriche. Le onde millimetriche (da 30.000 a 300.000 MHz), che nello spettro si trovano tra le iperfrequenze e le onde luminose, attraversano molto facilmente il muro ionizzato che circonda la capsula. Le onde radio sono invece irrimediabilmente bloccate, e ciò impedisce qualsiasi contatto tra la terra e l'astronauta.

La IRCI International Rectifier Corporation Italiana ha prodotto diodi al silicio a giunzione per tutte le applicazioni industriali e professionali, diodi per raddrizzamento a blocco per circuiti radio, TV, telefonici e switching di bassa frequenza, per impianti di conversione di media e grande potenza. Questi diodi hanno correnti dirette da 300 mA a 250 A, tensioni inverse da 50 V a 1000 V e correnti inverse ridottissime.

È stato presentato ad una mostra internazionale un microfono le cui dimensioni sono quelle di una capocchia di spillo. Esso non è altro che un minuscolo transistor a giunzione nel quale la modificazione della pressione dell'aria produce una variazione nello spessore della base. Questo microfono miniatura reagisce ad una vasta gamma di vibrazioni che si estendono dalle frequenze subsoniche a quelle ultrasoniche.

È stato realizzato un microcircuito « integrato » che riunisce su un quadrato di 0,08" di lato, otto diodi, un transistor, quattro resistenze e un condensatore. Questa nuova realizzazione della microelettronica verrà impiegata principalmente nelle calcolatrici elettroniche.

È stato scoperto un laser « funzionante » con energia solare. Un riflettore proietta la luce solare su di un cristallo di cloruro di calcio che converte direttamente l'energia ricevuta in un fascio di radiazioni infrarosse continue e « coerenti ». Tutto l'insieme è raffreddato mediante neon liquido.



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMEOLETTICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.



BERNSTEIN

Scatole complete per l'assistenza ai televisori ed apparecchi radio. Utensili "trimming" per radio e televisori. Utensili speciali per installatori di antenna. Utensili per registratori a nastro.

Fabbrica di utensili Bernstein Steinrucke K.G.

REMSCHEID - LENNEP, Tel. 62032

Specializz. nella fabbr. di utensili per Apparecchi Radio e Televisori.



OSCILLOSCOPIO "LAEL," mod. 642

Lo schema a blocchi dell'oscilloscopio « LAEL » Mod. 642, riprodotto in fig. 1, rappresenta in sintesi le parti funzionali dell'apparecchio e i relativi organi di controllo, sviluppati sulle due linee degli assi X ed Y, nel senso voluto dalla rappresentazione in coordinate cartesiane della successione di punti destinati a formare la curva corrispondente al fenomeno elettrico in esame.

Asse orizzontale o asse X

L'asse orizzontale, o asse X, è la dimensione tempo di un sistema oscillografico, graficamente rappresentato in fig. 2, in cui a Px1, Px2, Px3, Px4 (tempo), corrisponde l'andamento Py1, Py2, Py3, Py4 (ampiezza). Da tale elementare nozione risulta evidente l'importanza fondamentale della base dei tempi. Essa deve avere la tensione, la forma e la frequenza necessarie affinché il

pennello elettronico sia deviato con velocità nota e costante. La forma d'onda che corrisponde a tali esigenze è quella detta « a dente di sega » (fig. 3). In un'onda a dente di sega si distinguono i due momenti del calcolo: il **tempo di salita**, che corrisponde alla durata dello spostamento da sinistra verso destra; il **tempo di discesa**, corrispondente al ritorno in senso inverso, tempo assai più breve, perchè non utilizzato ai fini dell'analisi. Il ciclo completo costituisce la « frequenza di ripetizione » data dal reciproco:

$$\text{Frequenza di ripetizione} = \frac{1}{\text{durata del ciclo}} \text{ (Hz)}$$

La soppressione del passaggio del pennello elettronico, durante il periodo di ritorno, è ottenuta con un impulso prodotto dal generatore ed inviato ad un elettrodo del tubo a raggi catodici.

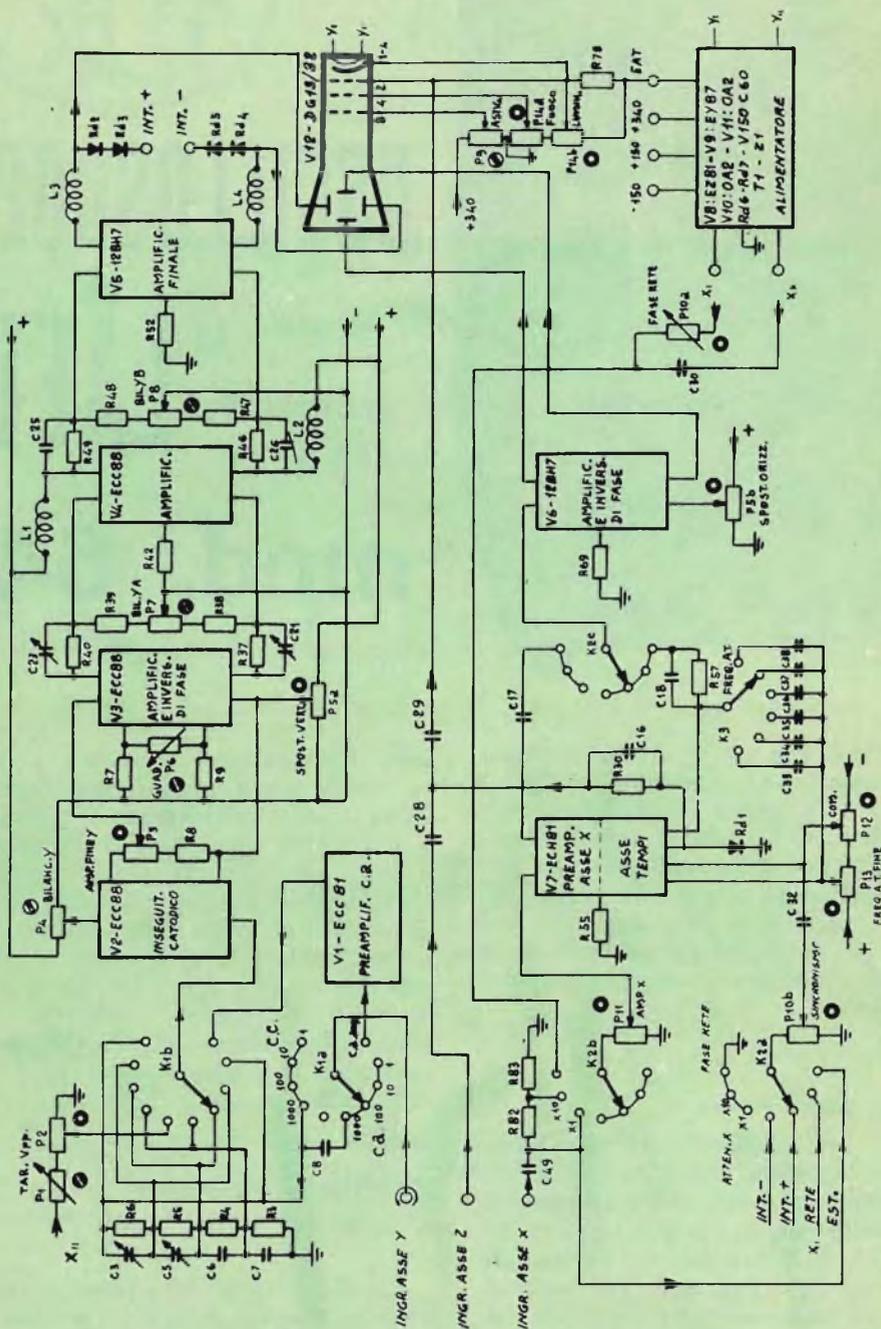


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'oscilloscopio « LAEL », Mod. 642.

Per far sì che il punto d'inizio del segnale a dente di sega corresponda alla ricorrenza del fenomeno in esame, la « base dei tempi » viene sincronizzata da un segnale proveniente dall'amplificatore finale dell'asse Y, segnale che può essere scelto di polarità negativa o positiva con una semplice commutazione. La sincronizzazione positiva si effettua sul fianco in salita del segnale rettangolare, mentre quella negativa ha luogo sul fianco di discesa (fig. 4).

Disponendo di un segnale esterno di sincronizzazione, questo può essere applicato al morsetto « SINC. EST. » e applicato alla base dei tempi mediante il commutatore K2 posto in posizione « EST ». Il segnale a dente di sega è quindi applicato allo stadio finale di deflessione tramite la rete compensata R57, C18. Lo spostamento orizzontale della traccia luminosa del pennello elettronico è regolato dal potenziometro P5b.

Nel caso in cui non sia necessaria la base dei tempi (come avviene nelle misure di fase, negli allineamenti, ecc), il commutatore K2 esclude il generatore ed inserisce la parte finale amplificatrice, oltre ad un attenuatore che, secondo le esigenze, può essere posto rispettivamente sulle posizioni $\times 10$, $\times 1$. Con lo stesso commutatore K2 si può applicare al preamplificatore una tensione sinusoidale derivata da un avvolgimento ($\times 1$ — $\times 10$) sul trasformatore T1, da regolarsi in fase, mediante il potenziometro P11.

Asse verticale o asse Y

Nell'oscilloscopio Mod. 642 l'asse verticale consta di un preamplificatore, di un attenuatore e di quattro amplificatori differenziali collegati in modo da consentire il passaggio di segnali continui. Si ha quindi un amplificatore di corrente continua in cui la deriva (spostamento della tensione dell'amplificatore in assenza di segnale) è ridottissima nel tempo.

Come organi di controllo si hanno: il potenziometro P3 che, con la resistenza R8 preleva il segnale da inviare all'amplificatore differenziale; il potenziometro P4 per il bilanciamento di Y; il potenziometro P5 per lo spostamento verticale della traccia

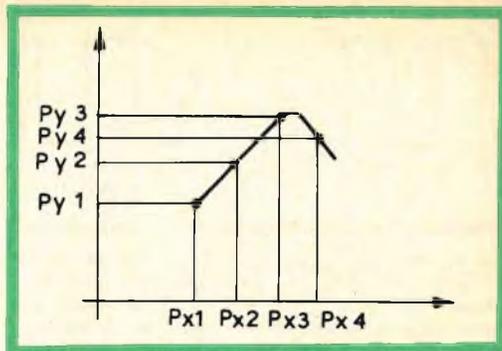


Fig. 2 - Una curva generica è formata da un insieme di punti; ad ogni singolo punto corrisponde un valore ben definito sull'asse Y e uno sull'asse X.

del pennello elettronico; il potenziometro P7 per il bilanciamento dell'amplificatore differenziale.

Attenuatore - Taratura - Preamplificazione

Necessitando di una sensibilità superiore a 2 mV/mm si può, con il commutatore K1, inserire un doppio stadio preamplificatore, naturalmente, solo per segnali in corrente alternata e con conseguente riduzione della larghezza di banda. Per segnali molto forti, si ricorre all'attenuatore che, inserito dal commutatore K1, introduce i rapporti 1 - 10 - 100 - 1000.

La taratura viene effettuata portando con il potenziometro P2 la sinusoide all'ampiezza desiderata, da valutarsi sul reticolo inciso sullo schermo del tubo. Il valore corrispondente è letto sulla graduazione del quadrante, in corrispondenza con l'indice della manopola. P2 e P3 non devono essere più rimossi durante le misure (fig. 6).

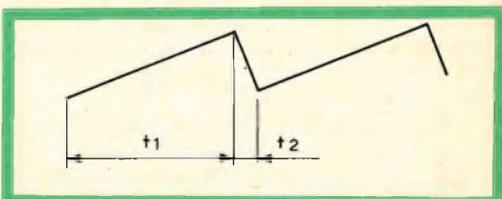


Fig. 3 - Andamento del segnale della base dei tempi; T_1 = tempo di salita; T_2 = tempo di discesa; $T_1 + T_2$ = durata del ciclo.

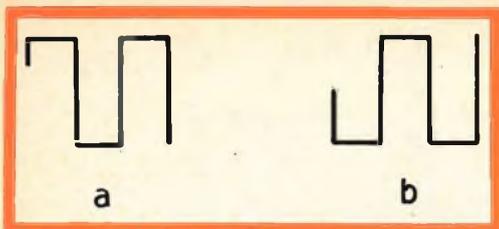


Fig. 4 - Per una forma tipica di un segnale ad andamento rettangolare la sincronizzazione positiva si effettua sul fianco in salita dell'impulso mentre per quella negativa sul fianco in discesa. a = sincronismo +; b = sincronismo —.

Asse Z

L'asse Z serve a sovrapporre al segnale in esame un secondo segnale (impulso), la cui ricorrenza sia di durata ben nota. Gli impulsi sono visibili per accentuazione o per interruzione della luminosità della traccia sullo schermo, a seconda della loro polarità. La fig. 5 mostra un'applicazione dell'asse Z in cui la durata di un ciclo corrisponde a tre volte l'intervallo compreso fra ogni impulso. La frequenza della sinusoide è quindi:

$$\text{Frequenza sinusoide} = \frac{i}{3T}$$

Tubo a raggi catodici e alimentazione

L'organo finale ed essenziale dell'oscilloscopio è il tubo a raggi catodici. In esso, gli elettroni emessi dal catodo e convogliati dal cannone elettronico formano

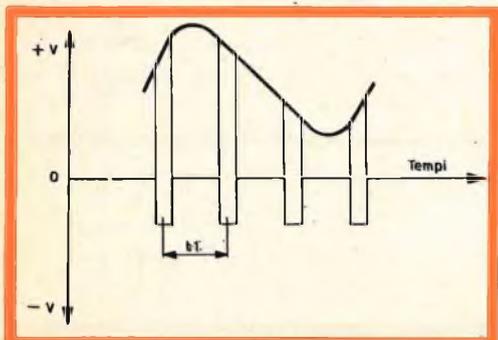


Fig. 5 - Applicazioni dell'asse Z in cui la durata di un ciclo corrisponde a tre volte l'intervallo compreso fra ogni impulso.

il pennello elettronico che, focalizzato e opportunamente deviato dalle placchette di deflessione orizzontale e verticale, riproduce sullo schermo l'andamento di una tensione in funzione del tempo. L'energia necessaria, affinché il pennello elettronico illumini nel punto d'incontro lo schermo fluorescente, è ottenuta applicando un'alta tensione positiva ad un elettrodo del tubo.

Dall'alimentatore si richiedono quindi tutte le tensioni continue ed alternate occorrenti al funzionamento dello strumento, le prime filtrate livellate e stabilizzate, previo raddrizzamento; le seconde derivate dai secondari del trasformatore di rete, sul cui primario un fusibile protegge lo strumento da eventuali cortocircuiti interni.

CARATTERISTICHE TECNICHE

AMPLIFICATORE VERTICALE

Banda passante

Ingresso c.c. 3 dB da 0 a 5 MHz, 6 dB a 7 MHz.
Ingresso c.a. 3 dB da 10 Hz a 5 MHz, 6 dB a 7 MHz.
Ingresso con preamplificatore in c.a. entro 3 dB da 10 Hz a 3 MHz..

Risposta ai transitori

Tempo di salita = 0,07 μ S.

Sensibilità

10 mV pp/mm per ingresso c.c., c.a.
2 mV pp/mm con preamplificatore c.a.

Attenuatore compensato

In 4 scatti con rapporto 10 (x1, x10, x100, x1000) più regolazione fine.

Impedenza d'ingresso

1 M Ω con 25 pF in parallelo.

Ingressi

c.c., c.a., preamplificatore c.a., taratura d'ampiezza, selezionabili con commutatore.
Max. tensione applicabile 600 Vpp.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Banda passante

Entro 3 dB da 5 Hz a 200 kHz.

Sensibilità

25 mV pp/mm.

Impedenza d'ingresso

1 M Ω con 25 pF.

Attenuatore

In 2 scatti con rapporto 10 (x1, x10) più regolazione fine.

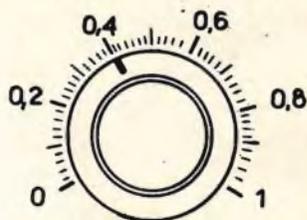
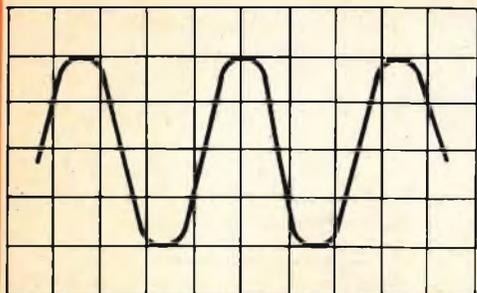


Fig. 6 - La taratura viene effettuata portando con il potenziometro P2 la sinusoide all'ampiezza desiderata, da valutarsi sul reticolo inciso sullo schermo del tubo. Il valore corrispondente è letto sulla graduazione del quadrante, in corrispondenza con l'indice della manopola. P2 e P3 non devono essere più rimossi durante le misure.

SISTEMA DI DEFLESSIONE

Asse X

Selezionabile con commutatore; interna con asse tempi, esterna a frequenza regolabile di fase —

Asse dei tempi

Da 5 Hz a 50 kHz in 6 gamme, con rapporto 1 : 5 circa più regolazione fine.

SINCRONISMO

Interno positivo o negativo, interno a frequenza rete, esterno con regolazione fine.

ASSE Z

Impulso negativo (sopprime), impulso positivo (intensifica max segnale 50 Vpp).

Traccia

Verde a media persistenza.

Schermo

12 cm maschera frontale con reticolo graduato in mm.

Alimentazione

In c.a. da 110 a 280 V — 50 Hz.

Valvole impiegate

N° 12 - 3/6BK7 - 2/12BH7 - 1/12AT7 - 1/ECH81 - 1/EZ81 - 1/EY87 - 2/OA2 - 1/DG13 32 + 2 raddrizzatori al selenio.

Consumo

150 VA ($\cos \varphi = 0,9$).

Dimensioni

330 x 240 x 385 mm.

Peso

kg 15 circa

Esecuzione

Pannello in alluminio satinato con diciture fotoincise. Cofano lamiera di ferro verniciato a fuoco. Schermo in mumetall per TRC.

I. Andreini

Tra la NASA e la EICO sono stati effettuati i primi approcci per costruire per conto dell'Integrated Mission Center di Houston-Texas, un prototipo di calcolatore elettronico da impiegare durante voli spaziali di navi guidate dall'uomo. Se questi contatti risulteranno positivi, il successivo contratto impegnerà la EICO a fornire un dispositivo calcolatore per il futuro volo Gemelli e per quello Apollo di volo orbitale prima intorno alla Terra e poi di quello attorno alla Luna ed al conseguente allungamento. Secondo le previsioni il complesso dovrebbe essere pronto per la fine del 1964.

LIBRI NUOVI

Abbiamo ricevuto in questi giorni dalla ETI - Edizioni Tecniche Internazionali - Milano, viale Abbruzzi 56 - un prontuario veramente interessante e che consigliamo a tutti i nostri lettori.

Si tratta del PRONTUARIO DEI TRANSISTORI EQUIVALENTI di Howard W. Sams.

Esso costituisce una preziosa guida per eseguire la sostituzione di transistor con altri equivalenti, e pertanto è indispensabile sia al dilettante che al radoriparatore.

PREZZO DI VENDITA L. 1.200



*video
risate*



« ...e perciò io consiglio tutte le giovani aspiranti dive di rimanere, come me, più semplici possibile... »



SENZA PAROLE



SENZA PAROLE



SM/112

SM/112 VOLTMETRO A VALVOLA

“EICO,” mod. 232

SM/112

ISTRUZIONI GENERALI

Parte II^a

La costruzione dell'apparato non presenta difficoltà di sorta per chi voglia accingersi ad un lavoro "pulito" ed ordinato.

È sufficiente seguire i piani di montaggio avendo l'avvertenza di tenere sempre il cablaggio il più possibile breve. Il saldatore da usarsi deve essere da $80 \div 100$ W.

Esso va usato con la punta calda e stagnata di fresco. I disegni e le spiegazioni costituiscono una facile guida.

Dissigillata la scatola contenente il Kit, è buona norma controllare se i pezzi corrispondono come caratteristiche e come numero alla lista dei componenti. Sarà quindi opportuno identificarli attraverso i segni distintivi che li qualificano, siano essi resistori o condensatori.

Gli attrezzi richiesti sono quelli di uso generale: dal cacciavite a lama piccola e media, alla pinza a becchi, al tronchesino ecc. La tolleranza dei componenti è la solita. In assenza di specifica va ricordato che essa è dell'ordine del $\pm 20\%$. Fanno eccezione i resistori da R2 a R18 compreso.

Si noterà che molti componenti hanno i terminali più lunghi del necessario. Si tagliano a lunghezza adeguata in fase di montaggio.

A lato di ogni cablaggio, la lettera (C) denota connessione di componenti, mentre la (S) significa connessione e saldatura degli stessi. Il numero seguente sta ad indicare quanti elementi devono confluire ad un supporto all'atto definitivo della saldatura. Con ciò è semplificato il compito del controllo preventivo e del cablaggio delle saldature. Comunque, prima di dare corrente allo strumento si raccomanda di eseguire un controllo accurato della filatura e delle resistenze ohmmiche come, d'altra parte, si dirà in seguito.

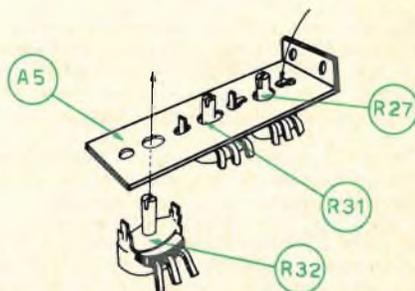


Fig. 1 - Particolare del montaggio dei tre potenziometri R27, R31, R32.

MONTAGGIO DELLA PARTE SUPERIORE DEL TELAIO FIGURA 2

Il sistema di montaggio "passo a passo" seguito nel corso delle note esplicative seguenti, consente il montaggio sistematico dello strumento con minime probabilità di errore e senza soverchie preoccupazioni.

È sufficiente solo attenersi strettamente allo sviluppo progressivo del cablaggio dei circuiti sotto riportati, segnando una crocetta a lato di ogni collegamento effettuato.

Per prima cosa, secondo la fig. 1, provvedere al montaggio dei tre potenziometri sulla squadretta A5 nell'ordine che segue:

1) Montare il potenziometro R27 da 10 k Ω , di bilanciamento della c.a., con l'albero fresato disposto verso l'interno della squadretta. Piegare le due linguette di fissaggio verso l'interno, dopo averle infilare nei fori predisposti sulla squadretta.

2) Montare successivamente il potenziometro R31 da 2 k Ω , di calibrazione per c.c., come R27.

3) Montare il potenziometro R32 da 2 k Ω , di calibrazione per c.a. come i due precedenti. Si noti la disposizione dei terminali dei potenziometri.

MONTAGGIO DELLA PARTE SUPERIORE DEL TELAIO FIGURA 2

1) Montare lo zoccolo noval XV1 con due viti, due rondelle dentate e due dadi. Da fig. 3 si rilevi l'orientamento dello zoccolo.

2) Montare lo zoccolo septal XV2 con 2 viti, rondelle dentate e 2 dadi. Da fig. 3 si può ricavare l'orientamento del medesimo e del terminale isolato ad un ancoraggio, TB3, fissato a lato di XV2.

3) Inserire il gommino di circa 1 cm. di \varnothing , per il cordone di rete, nel foro di centro della fiancata posteriore.

4) Bloccare il raddrizzatore al selenio CR1 con dado da 6/32 dopo aver inserito il terminale isolato a 4 posti TB1 e la linguetta di massa come a fig. 2. Fare attenzione alla polarità del raddrizzatore.

5) Montare il supporto della batteria A6 con una vite da 6/32 x 6 mm e dado relativo, previa inserzione di un capofilo di massa. Prima di bloccare il supporto, centrare tra loro i fori.

6) Inserire come a fig. 2, nel fondello per l'ancoraggio del reoforo positivo della pila, una vite da 6/32 x 1/2. Sotto il fondello disporre una rondella isolata, una seconda, pure isolata, sotto il telaio, un capocorda ed infine il dado relativo.

7) Fissare al telaio la squadretta porta-potenzimetri A5 già montata con una vite di 6/32, una rondella dentata e relativo dado, senza bloccare.

8) Montare il trasformatore d'alimentazione T1 sul telaio, inserendo i conduttori neri nel foro X ed i restanti, salvo uno rosso, nel foro Y. Si usino due viti di 6/32, due rondelle dentate e due dadi. Sotto un dado, come a fig. 2 si ancori il terminale isolato a 2 posizioni, TB2. Sotto l'altro dado si disponga un ancoraggio di massa.

MONTAGGIO DELLA PARTE INFERIORE DEL TELAIO FIGURA 3

1) Montare il potenziometro anteriore R22 (zero ADJ) da 2 k Ω con due dadi da 3/8, una rondella grossa dentata ed una piana. Non stringere a fondo.

2) Come sopra, montare l'altro potenziometro anteriore R30 (OHMS ADJ).

3) Connettere il conduttore verde del trasformatore T1 al terminale di massa A (C).

4) Connettere e saldare un tratto di filo nudo dal terminale di massa A (S) ad R27-2 (S) attraverso il terminale R27-1 (S).

5) Connettere l'altro conduttore verde da T1 a XV1-4 (C) attraverso XV1-5 (S).

6) Connettere il cavetto rosso da T1 a TB1-4 (C).

7) Connettere il restante cavo rosso a CR1-1 (S) (terminale negativo). Questo cavetto è stato lasciato sopra il telaio espressamente, montando T1.

8) Connettere con cavo rosso il terminale CR1-2 (S) a TB1-1 (C).

9) Connettere un conduttore nero da T1 a TB2-1 (C).

10) Connettere uno spezzone di filo verde da XV1-4 (S) a XV2-4 (S).

11) Connettere il terminale positivo (+) del condensatore elettrolitico C5 da 10 μ F a TB1-1 (C) ed il negativo (-) a TB1-4 (C).

12) Connettere uno spezzone di cavetto rosso da TB-1 (C) a XV1-1 (S), attraverso XV1-6 (S).

13) Connettere il resistore R26 da 33 k Ω 1/2 W (arancio, arancio, arancio) da TB1-1 (S) a TB1-2 (C).

14) Connettere uno spezzone di cavetto rosso da TB1-2 (C) ad R27-3 (S).

15) Connettere il resistore R28 da 82 M Ω , 1/2 W (grigio, rosso, bleu) da TB1-2 (S) a TB1-1 (C).

16) Connettere il resistore R29 da 18 M Ω , 1/2 W (marrone, grigio, bleu) da TB3-1 (C) a XV2-2 (C). Usare tubetto sterling.

17) Connettere 14 cm di filo isolato, bianco, a TB3-1 (S). Lasciare libero l'altro capo.

18) Connettere il condensatore C3 da 0,025 μ F da XV2-2 (S) alla linguetta di massa "B". Isolare i terminali con tubetto sterling.

19) Connettere uno spezzone di filo nudo da XV2-1 (S) all'ancoraggio di massa "C" a fianco di XV2, attraverso XV2-3 (S).

20) Connettere il resistore R24 da 68 k Ω , 1/2 W (bleu, grigio, arancio) da TB1-4 (C) al terminale di massa "C" presso XV2.

21) Connettere il resistore R23 da 47 k Ω , 1/2 W (giallo, violetto, arancio) da TB1-4 (S) a TB1-3 (C).

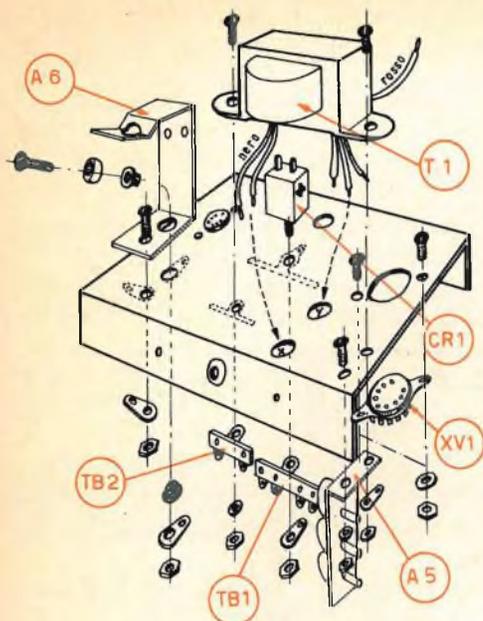


Fig. 2 - Montaggio della parte superiore del telaio.

22) Connettere uno spezzone di filo bianco da TB1-3 (S) a R22-2 (S).

23) Connettere uno spezzone di filo bianco da TB2-2 (C) a XV2-7 (S) attraverso XV2-5 (S).

24) Connettere il resistore R25 da $4,7 \text{ M}\Omega$, $1/2 \text{ W}$ (giallo, violetto, verde) da XV1-7 (S) al terminale di massa "D" (C) a lato di XV1. Isolare il terminale connesso al piedino 7 con sterling.

25) Connettere uno spezzone di filo da XV1-9 (S) all'ancoraggio di massa "D" di cui al n. 24.

26) Connettere uno spezzone di filo verde da R30-2 (S) a XV1-3 (C).

27) Connettere il resistore R20 da 680Ω , $1/2 \text{ W}$ (bleu, grigio, marrone) da XV1-3 (C) a R22-3 (S).

28) Connettere uno spezzone di filo verde da XV1-3 (S) a R31-1 (C).

29) Connettere uno spezzone di filo verde da R31-1 (S) a R32-1 (S).

30) Connettere il condensatore C4 da $0,003 \mu\text{F}$ da XV1-2 (C) al terminale di massa "E" (S). Isolare i terminali con sterling. Fare attenzione all'armatura esterna del condensatore.

31) Connettere il resistore R19 da $3,3 \text{ M}\Omega$, $1/2 \text{ W}$ (arancio, arancio, verde) a XV1-2 (S).



PER TUTTE LE SALDATURE -
NELLE INDUSTRIE DI ELETTRO-
NICA RADIO TV - ELETTRO-
TECNICHE - TUTTA UNA
GAMMA DI PRODOTTI DI
ALTA QUALIFICAZIONE.



Energo Italiana s.r.l.

MILANO - Via Carnia, 30 - Tel. 287.166

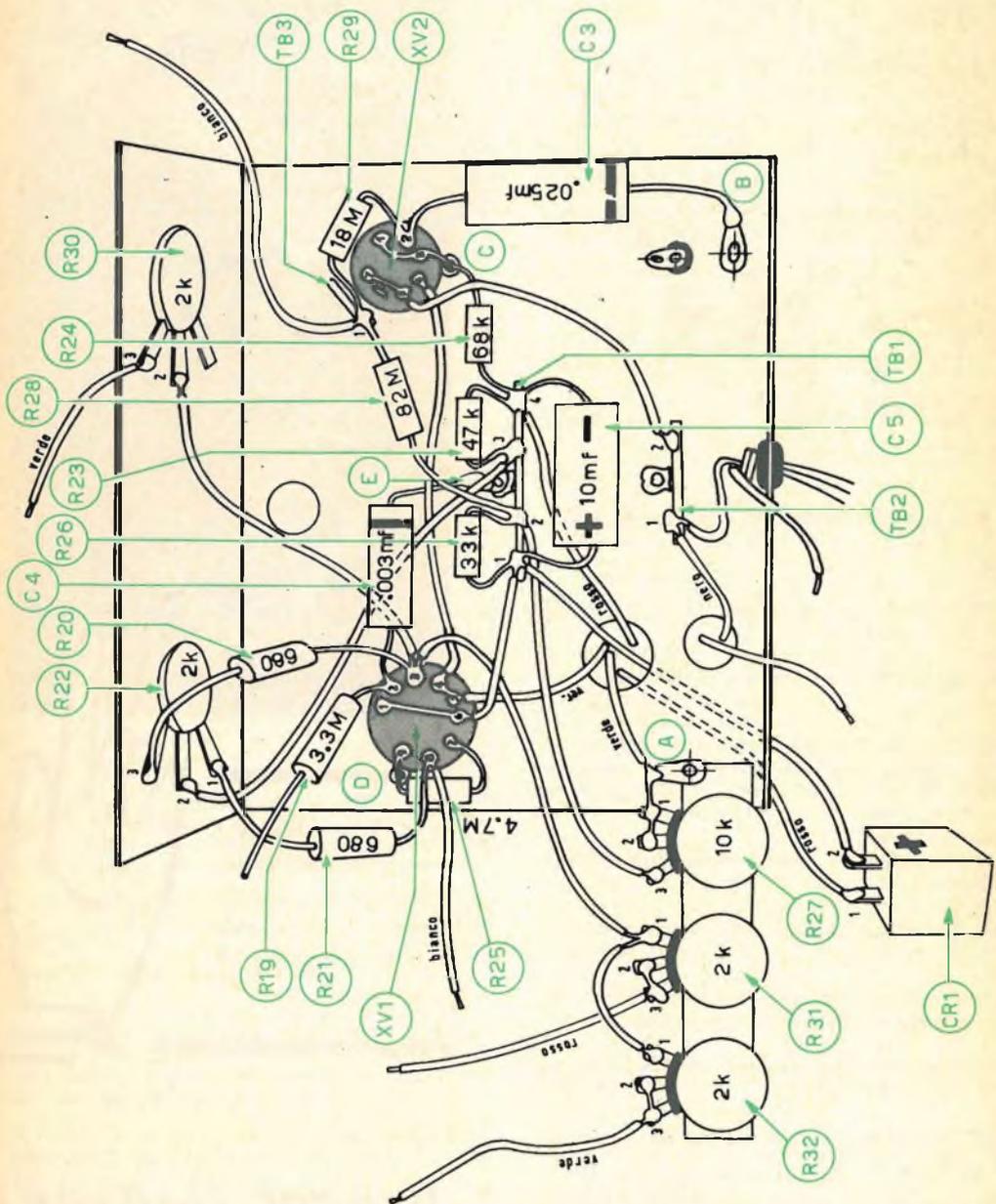


Fig. 3 - Particolare del cablaggio della parte inferiore del telaio.

32) Connettere il secondo resistore da 680Ω R21 $1/2$ W (bleu, grigio, marrone) da XV1-8 (C) a R22-1 (S).

33) Connettere uno spezzone di 7,5 cm di filo bianco a XV1-8 (S).

34) Connettere uno spezzone di 10 cm di filo verde a R30-3 (S). Lasciare l'altro capo libero.

35) Connettere 6,5 cm di filo rosso a R31-2 (S) attraverso R31-3 (S). Lasciare l'altro capo libero.

36) Connettere 5,5 cm di filo verde a R32-2 (S) attraverso R32-3 (S). Lasciare libero l'altro capo.

37) Inserire il cordone di linea nel gommino posteriore isolante ed annodarlo a 10 cm dai capi. Connettere un estremo a TB2-1 (S).

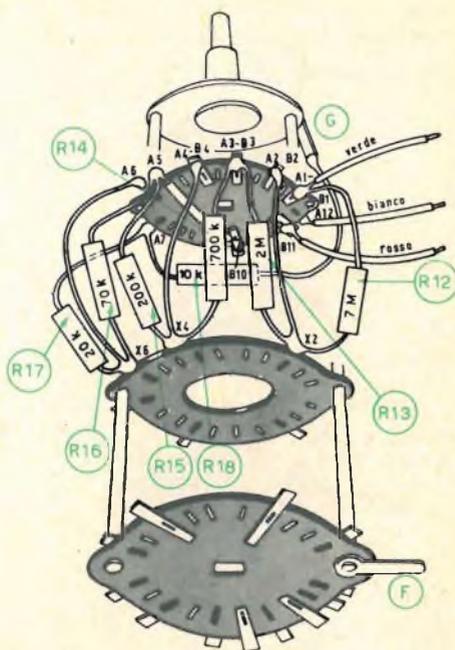


Fig. 4 - Particolare del cablaggio del commutatore di portata, S2.

11) Connettere il resistore R12 da $7 M\Omega$ tra X2 (S) e A1-B1 (C).

12) Connettere 12,5 cm. di cavetto verde ad A1-B1 (S).

13) Connettere 10 cm di cavetto bianco ad A12 (S).

14) Connettere 15 cm di cavetto rosso a B11 (S).

PRECABLAGGIO DEL COMMUTATORE DI PORTATA S2 FIGURA 5

N.B. 1 - Si osservi che il commutatore S2 in fig. 5 è stato ruotato in modo che appaia ora il lato che era opposto, in fig. 4, all'osservatore. Infatti lo si vede guardando la linguetta « F » che si è spostata in direzione opposta. Si ponga quindi la dovuta attenzione a questo fatto prima di continuare il cablaggio.

PRECABLAGGIO DEL COMMUTATORE DI PORTATA S2 FIGURA 4

Attenzione. Prima di iniziare le connessioni dei resistori su S2 si osservi attentamente la fig. 4 e si noti l'orientamento della linguetta "F" dell'ultimo settore. Ciò è importantissimo in quanto garantisce l'esatta interpretazione del disegno ad opera del tecnico e lo pone al riparo da un sicuro insuccesso consentendogli di identificare con sicurezza i contatti sul commutatore che ha sotto gli occhi.

1) Connettere uno spezzone di filo isolato tra A5 (C) e B10 (S). (Si noti che la parte A del selettore è la più prossima al frontale dello strumento).

2) Connettere uno spezzone di filo nudo da A6 (S) a X6 (C). La designazione X si riferisce al settore del commutatore S2 che ha solo la funzione di sostenere i terminali di ancoraggio.

3) Connettere uno spezzone di filo nudo da A4-B4 (S) a X4 (C). Si noti che quando viene usata una doppia designazione (es. A4-B4) ciò significa che i due terminali del commutatore citati, sono elettricamente connessi tra di loro mediante il rivetto che li fissa al settore.

4) Connettere uno spezzone di filo nudo da A2-B2 (S) a X2 (C).

5) Connettere il resistore da $10 k\Omega$ R18 dal terminale di massa « G » (S) ad A7 (C).

6) Connettere il resistore da $20 k\Omega$, R17, da A7 (S) a X6 (C).

7) Connettere il resistore R16 da $70 k\Omega$ da X6 (S) ad A5 (C).

8) Connettere il resistore R15 da $200 k\Omega$ da A5 (S) a X4 (C).

9) Connettere il resistore R14 da $700 k\Omega$ da X4 (S) ad A3-B3 (C).

10) Connettere il resistore R13 da $2 M\Omega$ tra A3-B3 (S) e X2 (C).

1) Connettere uno spezzone di filo nudo tra C11 (S) e X11 (C).

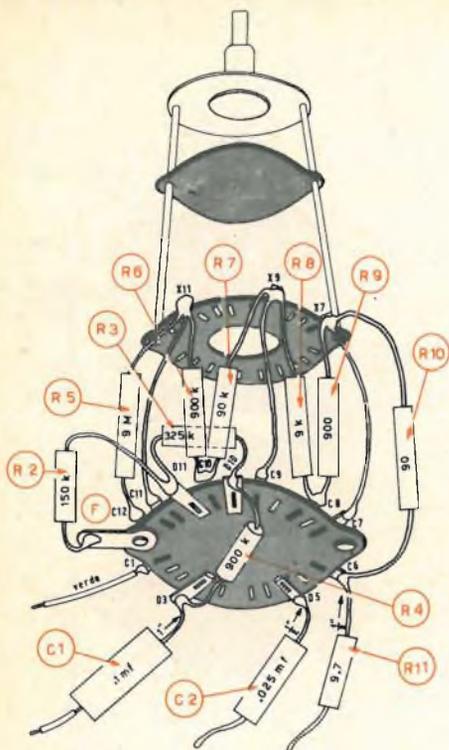


Fig. 5 - Particolare del cablaggio del commutatore di portata, S2, visto dal lato opposto a quello della fig. 4.

2) Connettere uno spezzone di filo nudo da C9 (S) a X9 (C).

3) Connettere uno spezzone di filo nudo da C7 (S) a X7 (C).

4) Connettere il resistore R5 da 9 MΩ tra C12 (S) e X11 (C).

5) Connettere il resistore R6 da 900 kΩ, 1/2 W da X11 (S) a C10 (C).

6) Connettere il resistore R7 da 90 kΩ tra C10 (S) e X9 (C).

7) Connettere il resistore R8 da 9 kΩ tra X9 (S) e C8 (C).

8) Connettere il resistore R9 da 900 Ω da C8 (S) a X7 (C).

9) Connettere il resistore R10 da 90 Ω tra X7 (S) e C6 (C).

10) Connettere il resistore R11 da 9,7 Ω a C6 (S).

11) Connettere il resistore R2 da 150 kΩ tra il terminale di massa « F » del commutatore, (S), e D11 (C).

12) Connettere il resistore R3 da 325 kΩ tra D11 (S) e D10 (C).

13) Connettere il resistore da 1 W, R4, (900 kΩ) tra D10 (S) e D3 (C).

14) Connettere il condensatore da 0,1 μF, C1 a D3 (S).

15) Connettere il condensatore C2 da 0,025 μF a D5 (S).

16) Connettere 7,5 cm di filo verde a C1 (S).

N.B. 2 - Durante il montaggio dei componenti si usa la massima accortezza nel fissare stabilmente ai terminali dei singoli settori i componenti medesimi ad impedire che, accidentalmente, possano toccarsi nel tempo. Le saldature devono essere eseguite a regola d'arte senza eccessiva insistenza della punta del ferro ad impedire alterazioni dei valori già critici, ma anche senza cristallizzazione della lega saldante. Un contatto aleatorio potrebbe essere la causa, difficilmente reperibile, di errori di lettura madornali! Si operi quindi con circospezione cercando nel contempo di eseguire un lavoro di filatura estetica e soprattutto funzionale.

N.B. 3 - Se il commutatore di portata S2 (N° 60024) inserito nella scatola di montaggio ha un settore ceramico, si potrà facilmente riconoscere che i contatti relativi sono leggermente spostati dalla posizione mostrata in fig. 4 e 5. Questo non costituisce un difetto, ma deriva dal fatto che il settore ceramico è stato previsto per un maggiore numero di posizioni che non il settore originale fenolico.

Le posizioni relative dei contatti corrispondenti sul settore ceramico restano le medesime che si sono già viste nel settore fenolico originale cui si riferiscono le figg. 4 e 5.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI SUL PANNELLO FRONTALE FIGURE 6 e 7

1) Montare sul frontale dello strumento il connettore coassiale maschio J1. Una leggera pressione è necessaria per inserire il bordo godronato nel foro frontale. Si usi una rondella piana di fibra da 3/8, una rondella dentata ed un dado esagonale pure da 3/8.

2) Montare la boccola J2 con una rondella dentata da 1/4 e relativo dado esagonale.

3) Montare lo strumento M1 sul pannello, facendo uso degli accessori contenuti nella scatoletta di custodia.

4) Sfilare i dadi dai potenziometri R22 ed R30 provvisoriamente montati sulla fiancata del telaio.

Dopo aver accertato che nessuna rondella o dado sia inserito tra la fiancata anteriore e l'interno del pan-

nello, infilare i potenziometri nei fori relativi, stringere i dadi dopo aver inserito, come al solito, su ogni boccola, all'interno, una rondella dentata ed all'esterno del pannello frontale una rondella piana, prima del dado di bloccaggio.

5) Montare il commutatore « di funzione » S1, con la solita rondella dentata all'interno, una rondella piana all'esterno ed il dado di bloccaggio da 3/8. Il commutatore per essere montato nella sua posizione esatta deve presentare i due terminali ancorati sull'ultimo settore rivolti verso il basso cioè verso l'interno del telaio, come appare a fig. 6. È opportuno non stringere il dado a fondo sinché non si sarà bloccata provvisoriamente la manopola ad indice, dopo aver constatata la corrispondenza delle diciture anteriori con la linea di fede della manopola stessa.

6) Montare il commutatore S2 con gli stessi criteri seguiti per S1. S2 va ruotato sinché la linguetta di massa « F » non risulta orientata verso l'alto, a strumento capovolto, in fase di montaggio.

Seguire per il centraggio della manopola sulle diciture quanto si è detto al N° 5.

7) Connettere il resistore R19 da 3,3 MΩ (arancio, arancio, verde) da XV1-2 a S1-B4 (S).

8) Connettere il filo bianco proveniente da XV1-8 a S1-C11 (S).

9) Connettere il filo bianco proveniente da TB3-1 a S1-A10 (S).

10) Connettere il conduttore rosso da R31-3 a S1-C5 (S).

11) Connettere il conduttore verde da R32-3 a S1-C9 (S).

12) Connettere il terminale libero del conduttore di rete a S1-D3 (S).

13) Connettere il cavetto nero libero di T1 a S1-D4 (S).

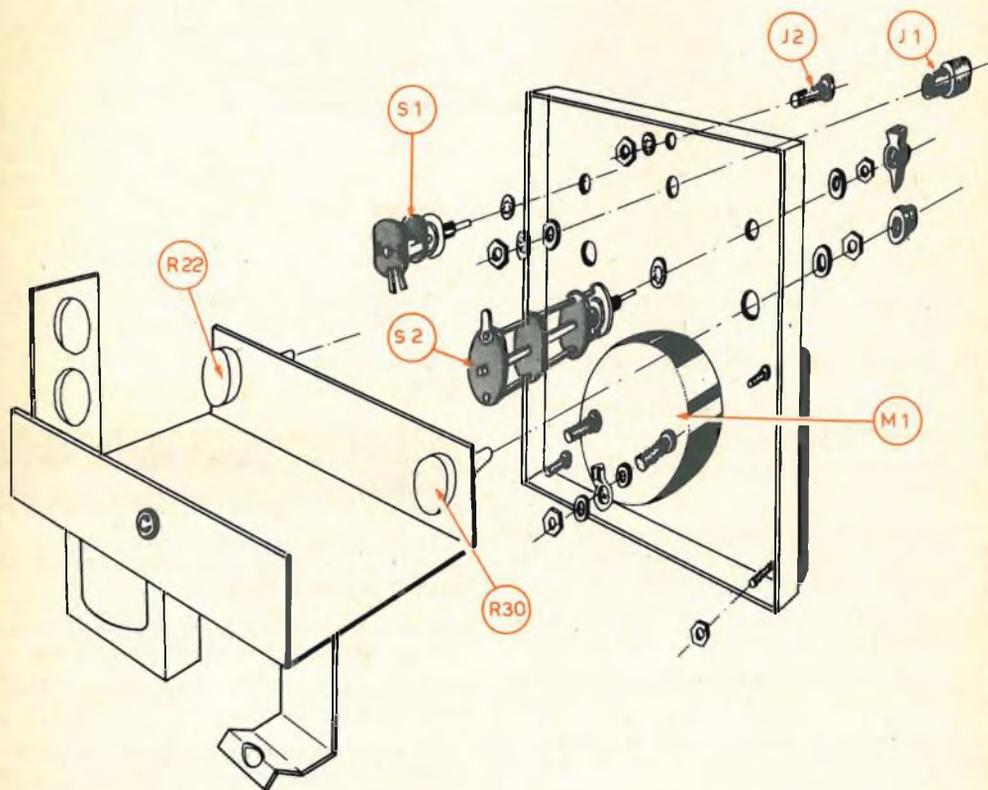


Fig. 6 - Montaggio meccanico dei componenti sul pannello frontale.

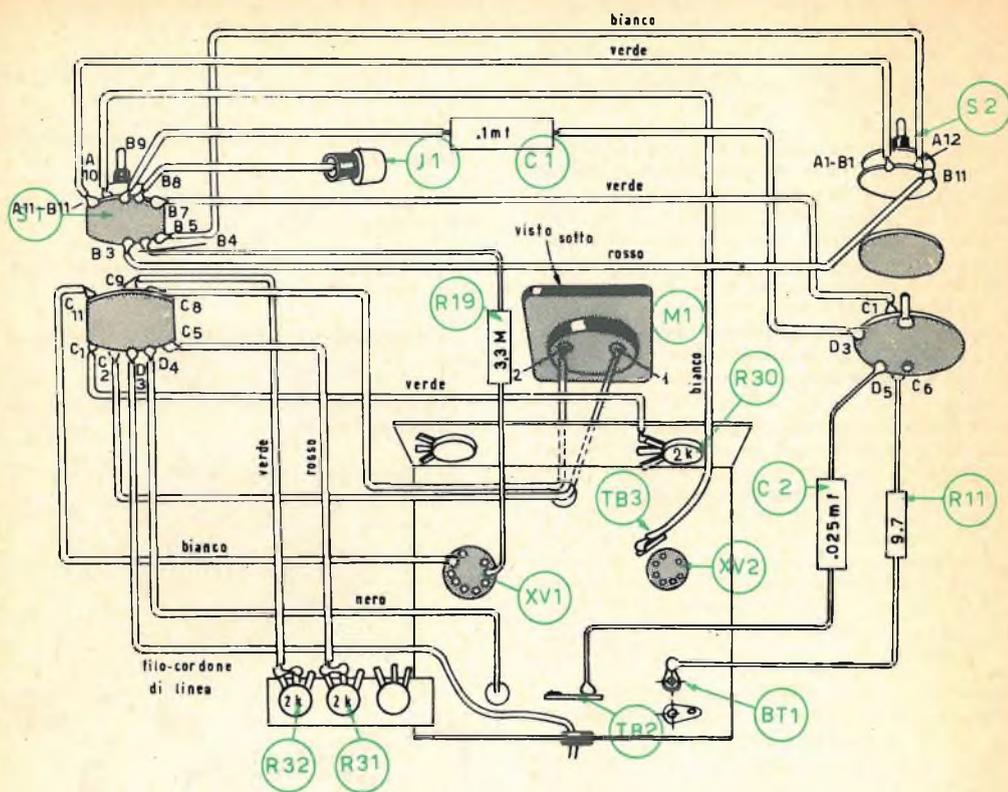


Fig. 7 - Particolari del cablaggio finale.

14) Connettere il conduttore verde da R30-3 a S1-C1 (S).

15) Connettere 12,5 cm di filo rosso da M1-1 (S) a S1-C2 (S).

Far passare il conduttore attraverso il foro del telaio come mostra la fig. 7.

16) Connettere altri 12,5 cm di filo verde da M1-2 (S) ad S1-C8 (S).

17) Congiungere il connettore J1 con cavo isolato (S) a S1-B8 (S). Inserire il terminale nudo del filo nel rivetto centrale di J1 ed ivi saldarlo.

18) Connettere il cavo verde da S2-A1-B1 a S1-A11-B11 (S).

19) Connettere il cavetto bianco da S2-A12 a S1-B5 (S).

20) Connettere il cavetto rosso da S2-B11 a S1-B3 (S).

21) Connettere il cavetto verde da S2-C1 a S1-B7 (S).

22) Connettere il condensatore C1 da 0,1 μ F, da S2-D3 a S1-B9 (S).

23) Connettere il condensatore C2 da 0,025 μ F, da S2-D5 a TB2-2 (S).

24) Connettere il resistore R11 da 9,7 Ω , da S2-C6 a BT1-1 (S).

MONTAGGIO DEI COMPONENTI DELL'UNI-PROBE FIGURE 8 ... 12

1) Far scivolare il tubetto isolante di piccolo diametro E7, sul tondino che sporge all'indietro del puntale, secondo la fig. 8.

2) Far scivolare la rondella di fibra di maggiore diametro E8, su E7 e spingerla sino in fondo.

3) Spingere la molla di compressione E10 sul tubetto E7.

4) Mantenere compressa la molla E10 sinchè l'estremo filettato del tondino E11 non venga a sporgere.

Nell'ordine, infilare allora le parti seguenti: la rondella E9 di fibra, di piccolo diametro, il contatto rotante di ottone K1, una rondella spaccata N° 6 ed un dado da 6/32. Stringere il dado e lasciare libera la molla.

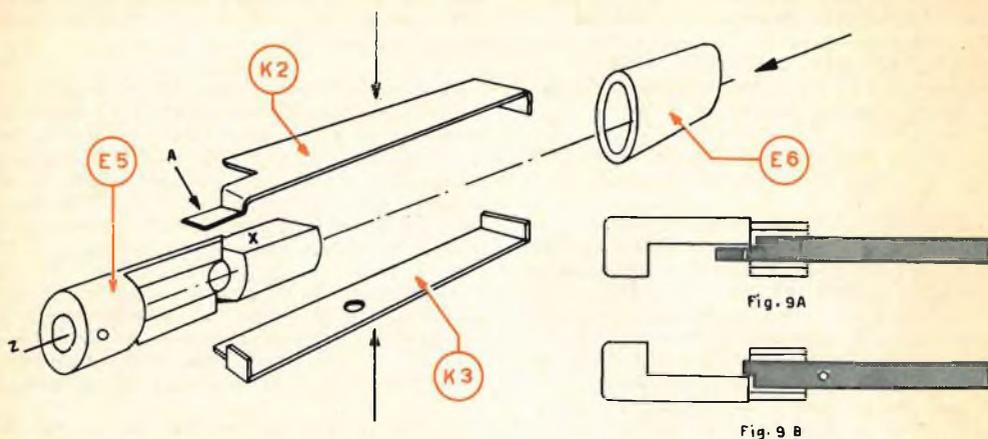


Fig. 9 - Montaggio dei contatti K2 e K3 (in bronzo fosforoso) sul corpo di fibra porta-contatti.

gnatura del puntale (A7). Con il pollice e l'indice della stessa mano divaricare gli estremi di K2 e K3.

Ora disporre le due sezioni del puntale UNI-PROBE, come a fig. 11, con le ganasce formate da K2 e K3 inserite e pressate sul tubetto E7 tra la rondella E8 ed il gradino isolante del puntale. Lasciare libera la rondella E8 e quindi la molla E10 in modo che i terminali a ganascia di K2 e K3 stringano sul tubetto

e siano a loro volta pressati, ma tenerli centrati, nel contempo, con due dita ad impedire che escano dalla sede cui sono destinati. Con la mano sinistra inserire l'impugnatura A7 del puntale sino in fondo lasciando man mano la presa sui contatti K2 e K3 sinchè gli stessi restino spontaneamente in sede. Ruotare A7 sino a mettere in linea la tacca e il piolino bianco di E12, indi, impugnato l'estremo del puntale con la

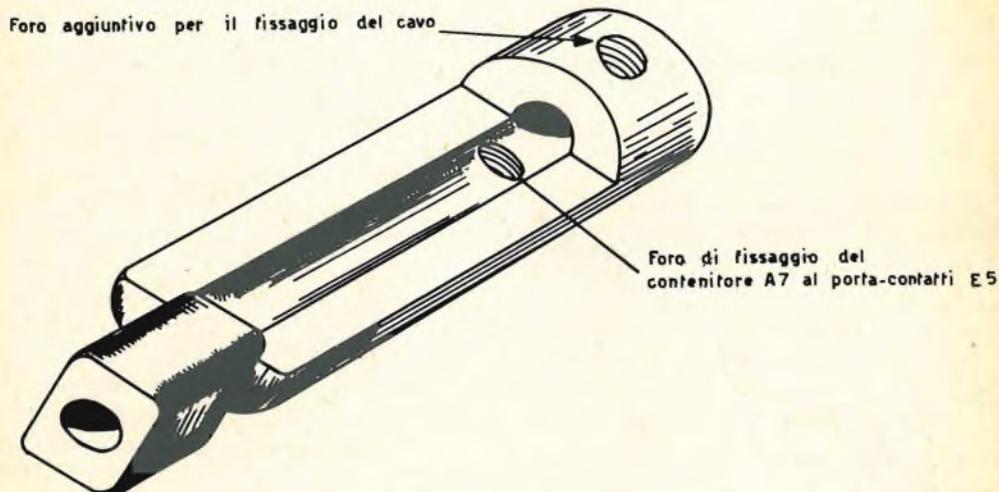


Fig. 9C - Porta-contatti, impiegato nelle ultime versioni, munito di un foro filettato adatto a ricevere una vite per il fissaggio del cavo coassiale.

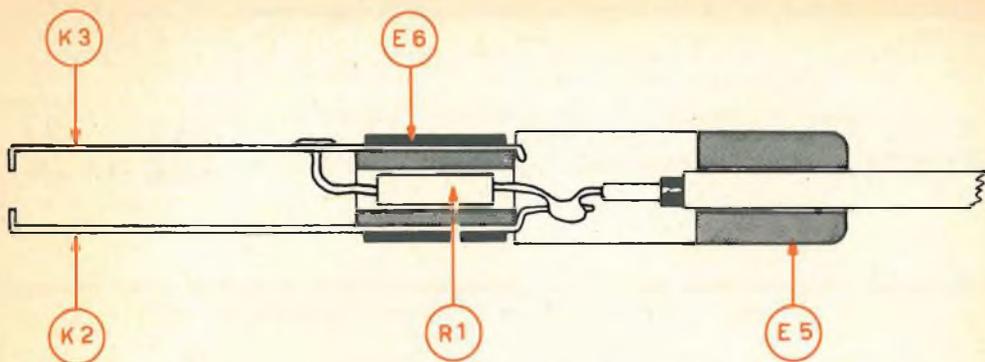


Fig. 10 - Altro particolare del montaggio del puntale UNI-PROBE.

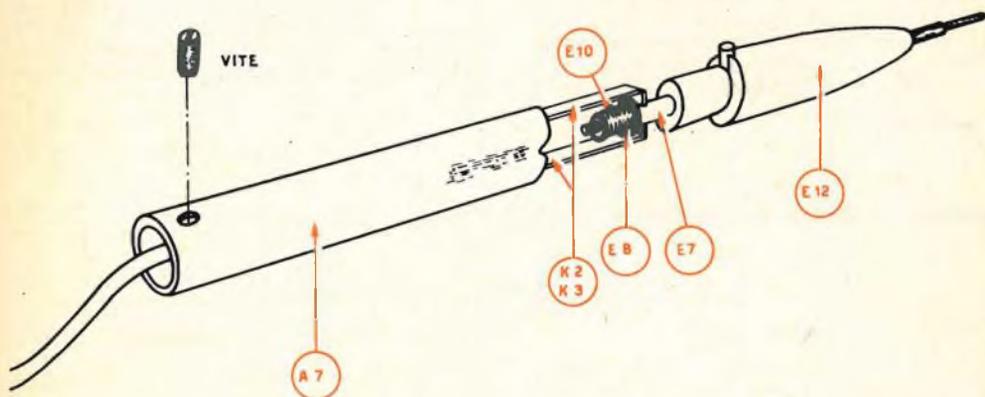


Fig. 11 - Puntale UNI-PROBE a montaggio quasi ultimato.

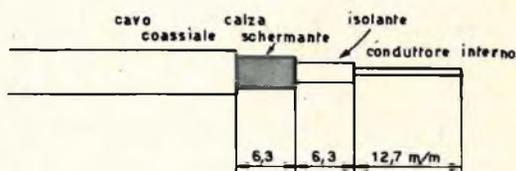


Fig. 12 - Particolare del fissaggio del connettore coassiale femmina all'altro estremo del cavo.

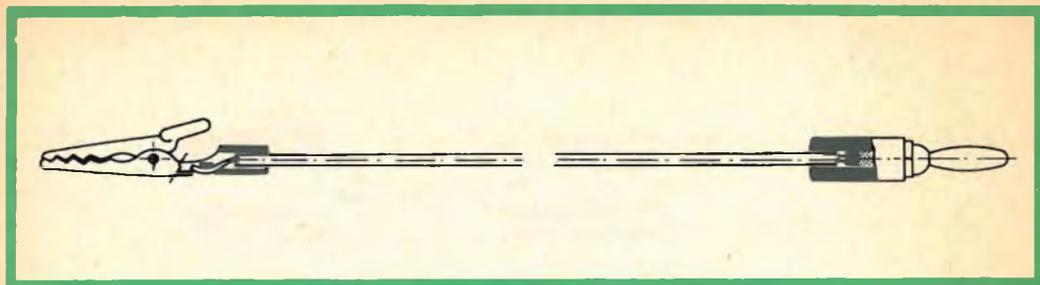


Fig. 13 - Cavetto di massa.

destra e con l'altra mano il cavo, ruotare il tutto premendo nel contempo sinchè tacca e piolino si incuneano ed appare il foro filettato su E5 attraverso il foro passante su A7. Si inserisca quindi la vite e si blocchi A7 su E5 a formare corpo unico.

9) Per fissare il connettore coassiale femmina, all'altro estremo del cavo, sagomato come a fig. 12, si proceda come segue: inserito l'estremo denudato del cavo nella parte di maggiore diametro della molla A si saldino i conduttori costituenti la calza schermante del cavo all'estremo del diametro minore della molla. Indi si inserisca la molla stessa nella parte tronco-conica del connettore e si stringa forte

Dott. Guido Silva

la vite di bloccaggio B dopo che il conduttore interno del cavo si è inserito a fondo nell'occhiello del dischetto di bachelite. Si saldino occhiello e conduttore, dopo aver tagliato quanto cresce del secondo.

Il piccolo riporto di stagno stabilirà un adeguato contatto con la saldatura analoga sul connettore.

10) Sistemare il conduttore di massa come segue: sfilare 10 mm di isolante da ogni estremo del cavetto nero. Inserire e saldare al corpo della presa a coccodrillo il conduttore nudo da un lato, dall'altro infilarlo nel corpo della spina, dopo aver fatto passare il tubetto isolante nero, saldarlo tutto intorno come a fig. 13.

(continua)

COMPONENTI ELETTRICI DEL VOLTMETRO A VALVOLA « EICO » MOD. 232 -

| Simbolo | Descrizione |
|---------|---|
| BT1 | Batteria da 1,5 V |
| C1 | Condensatore da 0,1 μF , 1000 V. |
| C2-C3 | Condensatori da 0,025 μF 400 V. |
| C4 | Condensatore da 0,003 μF 400 V. |
| C5 | Condensatore elettrolitico da 10 μF 150 V. |
| CR1 | Raddrizzatore al selenio da 35 \div 50 mA. |
| I1 | Lampadina N° 47 (solo per modello 249). |
| M1 | Strumento da 400 μA . |
| R1 | Resistore da 1 $\text{M}\Omega$, 1/2 W. |
| R2 | Resistore da 150 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R3 | Resistore da 325 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R4 | Resistore da 900 $\text{k}\Omega$, 1 W, 1% |
| R5 | Resistore da 9 $\text{M}\Omega$ 1/2 W, 1% |
| R6 | Resistore da 900 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R7 | Resistore da 90 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R8 | Resistore da 9 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R9 | Resistore da 900 Ω , 1/2 W, 1% |
| R10 | Resistore da 90 Ω , 1/2 W, 1% |
| R11 | Resistore da 9,7 Ω , 1/2 W, 1% |
| R12 | Resistore da 7 $\text{M}\Omega$, 1 W, 1% |
| R13 | Resistore da 2 $\text{M}\Omega$, 1/2 W, 1% |

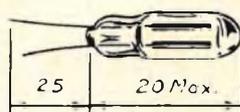
| Simbolo | Descrizione |
|---------|---|
| R14 | Resistore da 700 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R15 | Resistore da 200 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R16 | Resistore da 70 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R17 | Resistore da 20 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R18 | Resistore da 10 $\text{k}\Omega$, 1/2 W, 1% |
| R19 | Resistore da 3,3 $\text{M}\Omega$, 1/2 W |
| R20-R21 | Resistori da 680 Ω , 1/2 W |
| R22-R30 | Potenzimetri da 2 $\text{k}\Omega$, lineari |
| R23 | Resistore da 47 $\text{k}\Omega$, 1/2 W |
| R24 | Resistore da 68 $\text{k}\Omega$, 1/2 W |
| R25 | Resistore da 4,7 $\text{M}\Omega$, 1/2 W |
| R26 | Resistore da 33 $\text{k}\Omega$, 1/2 W |
| R27 | Potenzimetro da 10 $\text{k}\Omega$, lineare |
| R28 | Resistore da 82 $\text{M}\Omega$, 1/2 W |
| R29 | Resistore da 18 $\text{M}\Omega$, 1/2 W |
| R31-R32 | Potenzimetri da 2 $\text{k}\Omega$, lineari |
| S1 | Commutatore di funzione |
| S2 | Commutatore di portata |
| V1 | Valvola 12AU7 |
| V2 | Valvola 6AL5 |

| Denominazione del costruttore | Denominazione del componente | N. Catalogo G.B.C. |
|-------------------------------|--|--------------------|
| NM3L | Lampada al neon serie miniatura a luminosità rinforzata | G/1738-4 |

IMPIEGO

Apparecchiature elettriche ed elettroniche, strumentazione

DIMENSIONI D'INGOMBRO



diametro = 6 mm
lunghezza = 45 mm

DATI TECNICI CARATTERISTICI

Resistenze da porre in serie:

Corrente alternata

15000 Ω per funzionamento a 110 V c.a. }
47000 Ω per 220 V c.a. } 1 W
100.000 Ω per 380 V c.a. }

Corrente continua

La resistenza serie si ottiene dalla relazione

$$R = \frac{V - u}{I}$$

in cui

V = la tensione di alimentazione

u = tensione di mantenimento

I = corrente assorbita.

Tensione minima di accensione = 80 V c.c.
60 V c.a.

Tensione minima di mantenimento: 65 V c.c.

Assorbimento minimo: 5 mA

COSTRUTTORE

L.I.R.E. - 69, rue des Galvents, CLAMART (Seine) - FRANCE

| Denominazione del costruttore | Denominazione del componente | N. Catalogo G.B.C. |
|-------------------------------|--|--------------------|
| FL 220 | Lampada al neon a fluorescenza di colore con resistenza incorporata | — |

IMPIEGO

Apparecchiature elettriche ed elettroniche, strumentazione

DIMENSIONI D'INGOMBRO



diametro max: 10 mm
lunghezza max: 28 mm

DATI TECNICI CARATTERISTICI

Tensione di accensione: 150 \pm 180 V c.c.
105 \pm 130 V c.a.

Tensione di mantenimento: 140 \pm 170 V c.c.

Durata: > 3000 ore

Assorbimento: 0,4 mA

Colori: Verde
Rosso
Blu
Giallo

COSTRUTTORE

L.I.R.E. - 69, rue des Galvents, CLAMART (Seine) - FRANCE

ANTENNE EMITTENTI

TEORIA E PRATICA

I problemi connessi con l'installazione di un'antenna e con l'accoppiamento al trasmettitore, presentano sempre qualche nuovo interrogativo, indipendentemente da speciali particolarità realizzative che, a loro volta, introducono incognite e difficoltà (apparenti o reali).

Nell'ambito delle onde decametriche, ogni radiante fa in modo di potersi valere di tutte le bande di frequenza che gli sono attribuite e non ci sentiamo in diritto di contestare la legittimità di tale interesse. Ma un aereo conveniente per le gamme 28, 21, 14 e 7 MHz, non si presta per trasmissioni sulla frequenza di 3 MHz. Alle difficoltà di installare efficienti antenne multibande, si aggiungono quelle relative alle linee di trasmissione fra antenne e trasmettitori, il loro passaggio non potendo spesso aver luogo, se non attraverso la cappa di un camino o di un altro condotto più o meno ristretto.

Le condizioni ideali sono evidentemente difficili ad essere soddisfatte, ma bisogna contemporaneamente sapersi difendere sia dagli assolutismi tecnici che dalle ingiustificate negligenze. Essendo in definitiva il risultato finale quello che conta, si deve accettare una specie di compromesso fra guadagni e perdite, pur mirando alla soluzione migliore.

Non si deve inoltre dimenticare il preciso dovere di non arrecare disturbo alla ricezione dei programmi radio e TV, per tutti i ricevitori dislocati nelle vicinanze, disturbi che possono assumere

maggiore o minore importanza, a seconda del principio di funzionamento dell'aereo. E' dunque logico scartare a priori tutti quei tipi di aereo caratterizzati da incontrollate irradiazioni, da parte soprattutto delle linee di alimentazione. E, fra queste, tutte quelle nelle quali circolano correnti ad alta frequenza, dalla sommità della antenna, fino alla presa di terra. La lista comprende tutte le antenne del tipo Marconi (ordinarie ad L o a T), quelle del tipo Hertz-Windom, le « long-wire » o Fuchs.

Nel caso dell'antenna Hertz-Windom, alcuni pretendono che la presa di terra non sia necessaria. Niente di più errato; invece, senza la presa di terra le correnti ad alta frequenza si irradieranno fino a raggiungere il suolo, canalizzandosi su tutte le condutture elettriche vicine, complici le capacità fra l'antenna e quest'ultime. Aggiungiamo altri inconvenienti che possono manifestarsi in trasmissione, come il ritorno di alta frequenza verso il trasmettitore, con l'agganciamento della

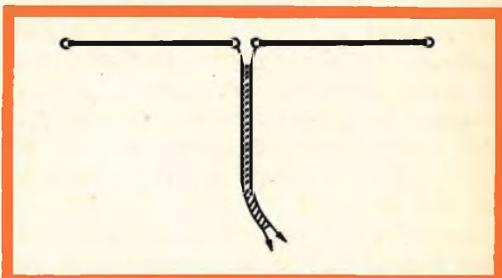


Fig. 1 - Antenna monobanda « doublet » (semionda) alimentata da una linea simmetrica a 75 Ω .

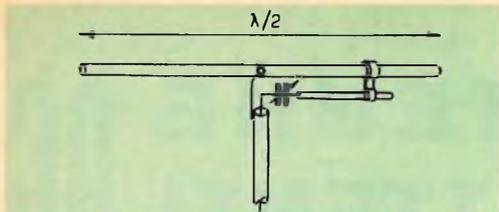


Fig. 2 - L'alimentazione con un cavo coassiale (non simmetrico) richiede un sistema di adattamento di gamma per non alterare la simmetria dell'antenna.

bassa frequenza del modulatore, inconvenienti che possono aver luogo su certe lunghezze d'onda a causa della lunghezza dell'antenna o del « feeder », secondo alcuni, e che invece dipendono da una lunghezza critica del filo con cui è stata fatta la presa di terra, quando una ripartizione d'onde stazionarie si presenta con un nodo di tensione verso il suolo (ventre di corrente) e con un ventre di tensione al livello dell'antenna emittente.

Le antenne che presentano il minimo rischio di provocare disturbi, si limitano a quelle nelle quali l'alimentazione ha luogo col sistema bifilare: antenne tagliate a metà come la « doublet » e la « Lévy », oppure alimentate all'estremità da una linea simmetrica come la « Zeppelin », oppure ancora la « ground-plane », la quale costituisce essa stessa un sistema completo, comprendendo un suo proprio suolo artificiale che la dispensa dalla presa di terra.

Fra tutte queste antenne, c'è ancora un'altra classificazione: quelle cioè alimentate da linee ad onde progressive e quelle alle quali vengono applicate linee ad onde stazionarie. Le antenne della prima specie sono indipendenti dalla lunghezza della linea di alimentazione, che può avere qualsiasi sviluppo (almeno in teoria); nella seconda categoria, la ripartizione delle onde stazionarie a « caser » impone determinate lunghezze alle linee ed anche agli eventuali complementi delle medesime, sulla natura dei quali ritorneremo più avanti.

La scelta dell'antenna deve dunque essere subordinata ad un preciso studio, cosa che ci proponiamo di fare nell'interesse dei radianti.

L'antenna « doublet » alimentata da una linea ad onde progressive.

Un'antenna oscillante sulla semionda, che abbia alla sua metà un'impedenza di 73Ω , sembrerebbe possibile, a prima vista, alimentarla con una linea di impedenza caratteristica equivalente, portata alle due metà tagliate (fig. 1). Ciò è possibile se l'alimentazione è fatta con un cavo bifilare piatto di 75Ω . Considerata la simmetria dei due conduttori, non vi sono controindicazioni per il collegamento ad una antenna egualmente simmetrica. Questo tipo di cavo esiste in commercio e può trasportare la potenza di alta frequenza normalmente impiegata nelle trasmissioni di radioamatori.

Per contro, non è possibile considerare conveniente in questo caso, l'uso del cavo coassiale 75Ω , poichè, non essendo questo simmetrico, distruggerebbe la simmetria dell'antenna. Si ricordi, a tale proposito, che autori seri consigliano (particolarmente nel caso di antenne direttive costituite da grossi tubi), il sistema di **adattamento di gamma** (fig. 2), che realizza contemporaneamente la combinazione corretta del cavo coassiale asimmetrico con l'antenna simmetrica, in luogo di adattare fra loro le rispettive impedenze.

Ci si obietterà che le antenne « doublet » come quelle della fig. 1, sulla cui interruzione mediana vengono collegati il filo interno e la calza di un cavo coassiale, funzionano egualmente. Ciò è anche vero, ma bisogna nello stesso tempo ammettere che esistono dei trasmettitori incapaci di raggiungere grandi distanze, mentre altri, anche con potenze più limitate, raggiungono distanze di gran lunga superiori.

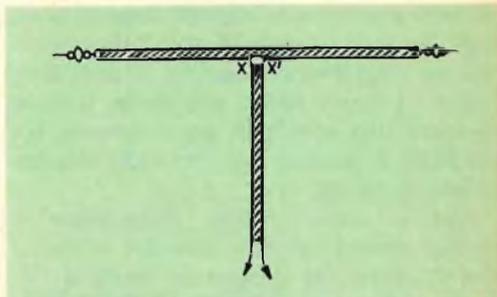


Fig. 3 - L'antenna « ripiegata » costituita da piattina bifilare (twin lead).

E' con ragione che si dice: dall'antenna si giudica il trasmettitore. Dunque, vale la pena di ricercare per l'antenna i più alti requisiti, se anche e soprattutto da questa dipende l'efficienza di tutto il sistema.

Nella semplice antenna « doublet » di fig. 1, la parte irradiante lavora sulla semionda. La lunghezza totale è data allora dalla formula:

$$L \text{ (in metri)} = 143/F \text{ (in MHz)}.$$

E per la linea di alimentazione, si userà del cavo bifilare da 75Ω . Pertanto, però, questo tipo di antenna è adatto soltanto per una sola banda di frequenza.

L'antenna « folded » o antenna ripiegata

Una realizzazione che alletta per la sua semplicità è quella dell'antenna « folded », costruita con cavo a nastro piatto, detto cavo 300Ω , come è indicato nella fig. 3. I due conduttori della parte irradiante sono riuniti e saldati alle rispettive estremità, mentre al centro uno solo è interrotto nei punti x ed x'. Questa antenna ripiegata presenta, fra i punti x ed x', un'impedenza di 300Ω ; basterà quindi a questi punti collegare un identico cavo piatto o piattina di 300Ω , per costituire un « feeder ». In ragione del « fattore di velocità » proprio del nastro, la parte irradiante di questa antenna dovrà essere tagliata un poco più corta della sua semionda.

Come prima approssimazione, si può ridurre di circa il 15% la lunghezza della parte irradiante. In seguito, sarà vantaggioso connettere un piccolo anello di filo nei punti x ed x' di fig. 3, che servirà a mettere in risonanza l'antenna sulla frequenza desiderata. I due capi dell'antenna dovranno essere tagliati in egual modo e saldati con cura ai due conduttori della piattina.

Sebbene la lunghezza del « feeder » abbia teoricamente poca importanza, vedremo in seguito come essa possa riservarci delle singolari sorprese.

Antenna combinata per molte gamme di frequenza mediante più « doublet »

Se si tiene conto del fatto che la cor-

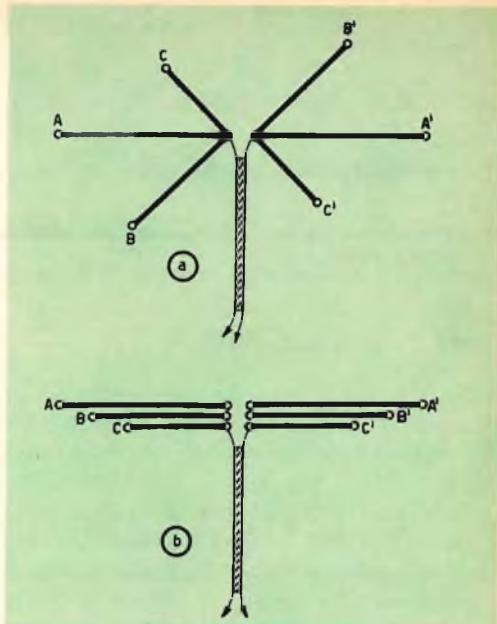


Fig. 4 - Combinazione di antenne « doublet » per frequenze diverse, alimentate da una stessa linea. A = pluridirezionali; B = monodirezionali.

rente ad alta frequenza raccolta da una antenna « doublet » raggiunge il massimo alla frequenza di risonanza della semionda, si può effettuare il collegamento in parallelo con il punto centrale di più « doublet » per differenti frequenze.

Poichè per ciascun « doublet » le componenti reattive dell'impedenza si annullano nella condizione di risonanza, per portarsi alla resistenza di irradiazione, intorno a 73Ω , si avrà solo un « doublet » per volta in grado di accogliere la corrente di alta frequenza. Per questo fatto è possibile provvedere all'alimentazione dei vari « doublet », mediante un solo cavo simmetrico da 75Ω .

Ai « doublet » A A', B B', C C' si può in pratica assegnare la disposizione a « stella » (fig. 4 a), che comporta l'uso di numerosi supporti; oppure in parallelo (fig. 4 b), formula questa che presenta una comoda soluzione con l'impiego di piattina isolata in plastica a più conduttori, tagliando in scala fra di essi i vari « doublet ».

(continua)

I. Andreini

TABELLA EQUIVALENZE TRANSISTOR MISTRAL-PHILIPS

| | PHILIPS | MISTRAL |
|--|--|---|
| <p>TRANSISTOR AL GERMANIO</p> <p>Transistors di bassa frequenza per stadi preamplificatori, pilota e finali</p> | AC 107 AC 128 2AC 128 OC 26 2OC 26 OC 70 OC 71 OC 72 2OC 72 OC 74 2OC 74 OC 75 OC 79 | SFT 337 SFT 131 2SFT 131 SFT 212 SFT 212 SFT 351 SFT 352 SFT 323 2SFT 323 SFT 125 2SFT 125 SFT 353 SFT 125 P |
| <p>Transistors di bassa frequenza per stadi finali complementari</p> | AC 131 ed AC 131 | SFT 523 N |
| <p>Transistors di alta frequenza</p> | AF 102 AF 114 AF 115 AF 116 AF 117 AF 118 AF 124 AF 125 AF 126 AF 127 OC 44 OC 45 OC 169 OC 170 OC 171 | SFT 170 SFT 358 SFT 357 SFT 316 SFT 317 SFT 186 SFT 358 SFT 357 SFT 316 SFT 317 SFT 308 SFT 307 SFT 319 SFT 320 SFT 358 |
| <p>DIODI AL GERMANIO</p> <p>Esecuzione miniatura</p> | OA 70 OA 90 OA 79 2OA 79 OA 81 OA 85 | SFD 107 SFD 104 SFD 110 SFD 115 SFD 108 SFD 112 |
| <p>DIODI AL SILICIO</p> <p>Di potenza</p> | OA 214 | SFR 164 |

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. MASSARDI E. - Bolzano

Dispositivo di allarme

Mentre ci riserviamo di descrivere un dispositivo azionato da una fotocellula, in figura 1 riportiamo lo schema di un interessante apparecchio di allarme atto a segnalare la presenza di estranei, realizzato negli Stati Uniti. Il circuito è realizzato in modo tale che entra in oscillazione qualora nel locale che si desidera proteggere, entri una persona.

Gli elementi principali sono costituiti da un disco metallico preferibilmente di rame, avente un diametro di 12 centimetri, dal circuito oscillante composto da C1 e L2 e da un relé sensibile da 5 Ω . Quest'ultimo rappresenta l'elemento piú critico del circuito. Esso potrebbe essere sostituito da un thyatron a ca-

todo freddo invertendo, in tal caso, la polarità del diodo in modo da ottenere una tensione continua positiva quando iniziano le oscillazioni.

Le operazioni di messa a punto saranno condotte nel modo seguente:

a) chiudere l'interruttore; b) aprire totalmente C1 lasciando C2 quasi aperto; c) regolare il potenziometro R3 fino a che si ottenga la chiusura del relé; d) sintonizzare C1 fino a che il relé si apra.

Le operazioni di messa a punto saranno condotte aiutandosi con una mano che sarà piú o meno avvicinata al disco ed in modo tale che non appena effettuata la taratura, allontanandosi dall'apparecchio l'oscillazione cessi. Le due bobine L1 e L2 sono formate da circa 20 spire di filo di rame da 5/10 spire unite avvolte su un supporto avente 25 millimetri di diametro.

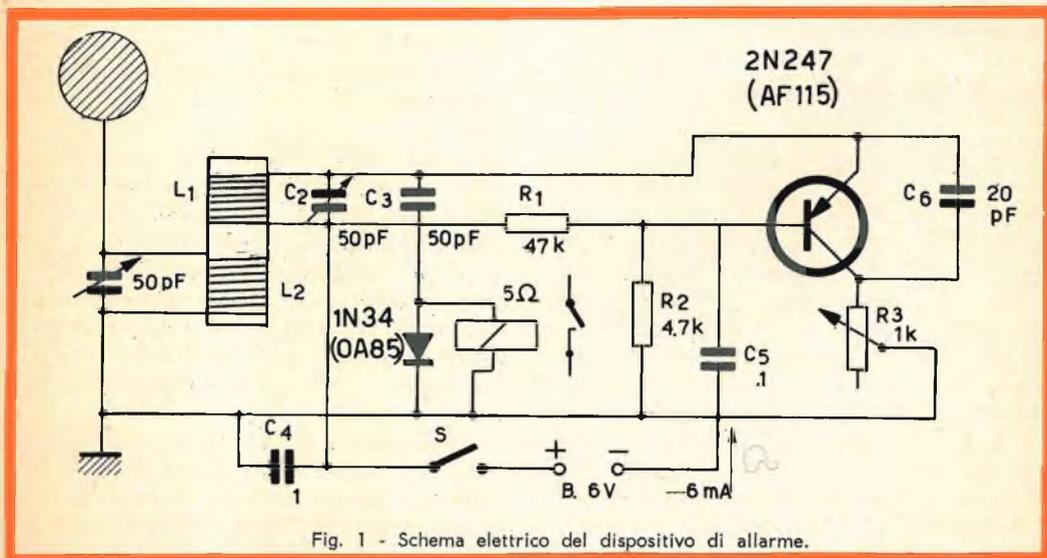


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo di allarme.

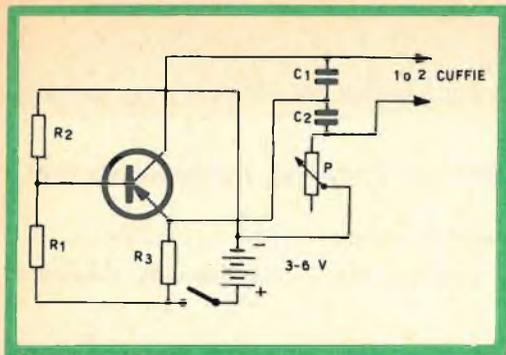


Fig. 1 - Schema elettrico dell'oscillofono.

Sig. **BAGNOLI E.** - Bari

Oscillofono

In figura 1 è rappresentato lo schema di un oscillofono di facile realizzazione e che consente l'alimentazione di due cuffie da 2.000 Ω poste in parallelo fra loro.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $R_1 = 1.000 \Omega$; $R_2 = 2.700 \Omega$; $R_3 = 22.000 \Omega$; $P = 50.000 \Omega$; $C_1 = C_2 = 10.000 \text{ pF}$.

Nel circuito originale è stato usato un transistor 2N107 il quale può essere sostituito con quello in suo possesso.

Sig. **FRANCIA R.** - Bari

Amplificatore per giradischi

1) Gli amplificatori ai quali fa riferimento, possono essere usati in unione al giradischi americano con pick-up Hi Fi. Tenga però presente che il nostro valente collaboratore U. Guerra nel n° 2 di Selezione Tecnica ha descritto dettagliatamente un amplificatore del tipo simile a quello da lei desiderato e realizzabile con i 5 gruppi ad inserzione octal forniti dalla G.B.C. Si tratta di un ottimo amplificatore la cui distorsione max è dell'8% per una resa di 2,5 W e del 2% per una resa di 1,5 W. A pagina 160 della stessa rivista è riportato l'elenco completo del materiale la cui spedizione può richiedere alla ditta G.B.C.

2) Per quanto concerne il fonorelé, pubblicato nel n° 3/4-1962 l'elenco completo del materiale si trova a pagina 224. Può richiedere lo stesso sempre alla ditta G.B.C. oppure rivolgersi direttamente alla sede di Bari la quale potrà evadere più rapidamente la sua richiesta. Lo schema di tale apparecchiatura è esatto.

Sig. **DESANTI M.** - Pescara

Ricezione TV in zona critica

Come abbiamo già detto altre volte, preghiamo i lettori di voler porre un solo quesito per volta scindendo gli argomenti tecnici da quelli amministrativi. Evidentemente la ricezione del 2° canale è affetta da neve nel video e da fruscio nell'audio perché il segnale arriva al televisore con intensità troppo debole. Di conseguenza è senz'altro consigliabile di fare il possibile per migliorare l'impianto di antenna.

Al posto dell'antenna attuale, alla massima altezza possibile, potrebbe installare un'antenna del tipo ZEDNER da 15, 17 o 26 elementi che consente di ottenere un guadagno fino a 13,5 dB.

Naturalmente, disponendo di un misura-campo potrebbe trovare anche il punto più adatto nel quale l'antenna in questione dovrà essere fissata.

Sig. **DOLCI D.** - Roma

Preamplificatore a transistor - Trasformatori doppi

Per utilizzare il pick-up stereofonico in suo possesso con un amplificatore avente una sensibilità di 80 mV può usare senz'altro il preamplificatore Z-155 alimentandolo con pile. A tale proposito, le consigliamo di leggere l'articolo relativo alla realizzazione di uno stadio preamplificatore e di un amplificatore intermedio pubblicato nel n° 6-1961 che si riferisce per l'appunto all'uso del gruppo in questione.

Il trasformatore doppio può realizzarlo facendo uso di due trasformatori di uscita collegando i relativi secondari come da schema inviatoci. I primari naturalmente faranno capo ai rispettivi ricevitori.

Amplificatore telefonico

In figura 1 riportiamo lo schema di un amplificatore telefonico che è già stato realizzato per usi professionali e che di conseguenza dovrebbe consentire di ottenere dei risultati soddisfacenti. Come fonorivelatore può essere usata una qualsiasi bobina avvolta su un nucleo di ferro dolce a U. Date le minime dimensioni, l'apparecchio, già descritto a suo tempo sulla nostra rivista, può essere contenuto in una scatola minuscola ed è applicabile all'apparecchio telefonico tramite una ventosa. Il valore dei vari componenti è il seguente:

$R_1 = 330.000 \Omega$; $R_2 = 1.800 \Omega$; $R_3 = 33.000 \Omega$; $C_1 = C_2 = 5 \mu F$. Come alimentazione può essere usata una pila a torcia da 1,5-3 V oppure un elemento al nichel-cadmio. $Tr_1 = OC363$, $Tr_2 = OC343$. Essi possono essere sostituiti dalle coppie OC65/OC66, OC70/OC71, OC57/OC58.

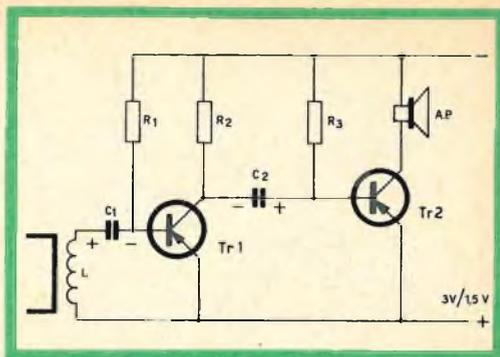


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore telefonico.

provvederà al relativo invio contro assegno. Alla stessa può richiedere altresì il CATALOGO ILLUSTRATO nel quale troverà l'elenco di tutto il materiale disponibile ed i relativi prezzi.

Per quanto concerne il rice-trasmittitore per radiocomando RX 10, prossimamente verrà pubblicata sulla rivista la sua versione in tipo pluricanale.

Sig. BOTTIGLIERI G. - Napoli

Radiomicrofono descritto sul N. 7/8

Come già pubblicato in questa stessa rubrica, allo schema relativo al radiomicrofono descritto nel n° 7/8 occorre apportare la seguente modifica: il punto di giunzione fra la resistenza da 6,8 k Ω , collegata ad un capo di L2 ed il condensatore da 5000 pF, deve essere collegato anche al negativo della batteria. Eseguendo tale modifica il circuito funzionerà regolarmente.

La messa a punto del circuito è talmente elementare che evidentemente non si deve far ricorso all'uso dell'oscilloscopio.

Sig. BORSETTI G. - Ferrara

Radiocomando pluricanale

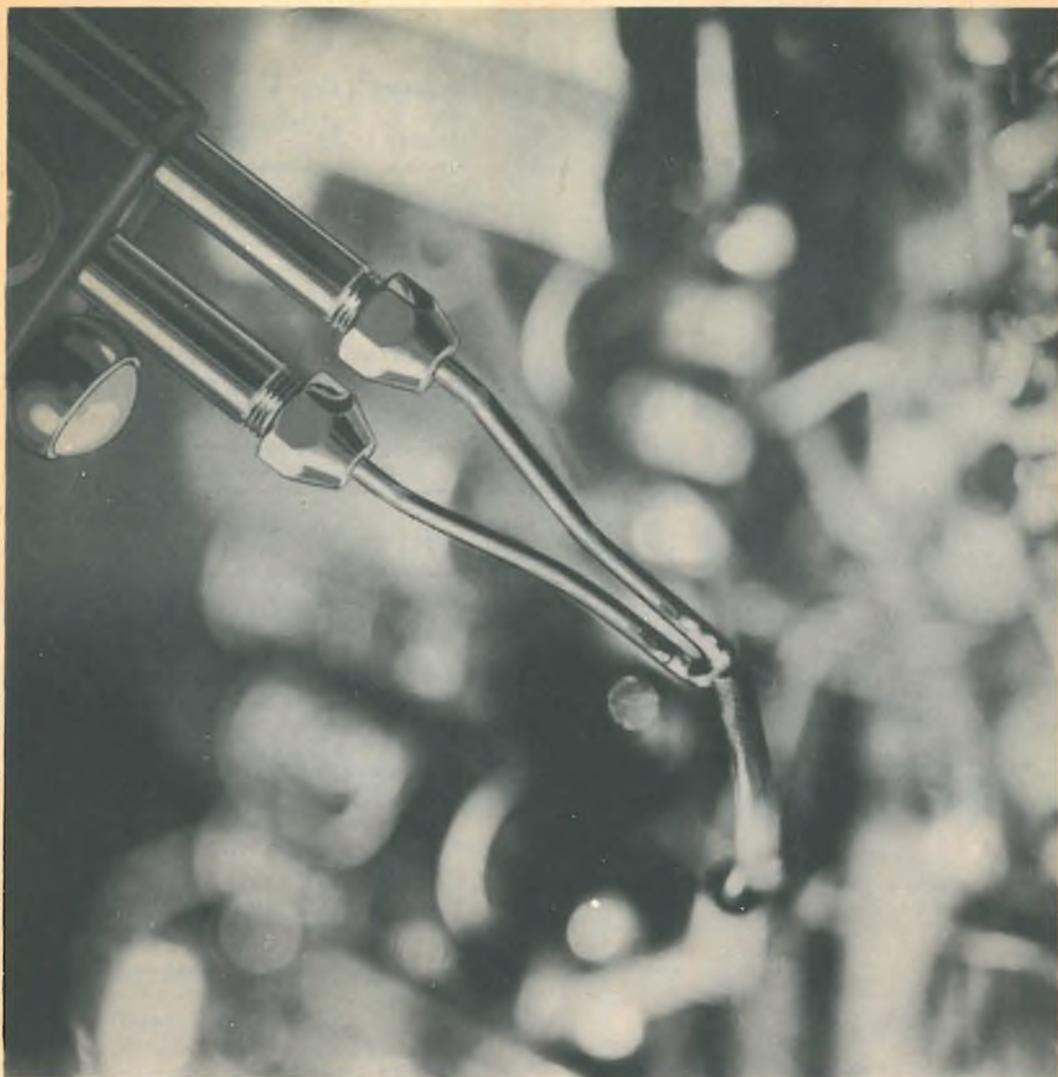
Può richiedere i transistor relativi al convertitore a 125 W, alla ditta G.B.C. la quale

Sig. RIZZOTTO G. - Padova

Montaggio di un ricevitore ad un transistor

Con il ricevitore mon transistor, al quale fa riferimento, può usare la cuffia catalogata Q420 purché la stessa sia del tipo a 1.000 Ω di impedenza. Naturalmente, anche il condensatore PCV 097 può essere sostituito con altro il quale deve avere una capacità massima uguale al valore riportato sulla rivista. Nello schema pubblicato a pagina 401 del n° 5/6-1962, la lettera «S» sta ad indicare l'interruttore che è unito al potenziometro. Esso deve essere inserito nel circuito come è chiaramente visibile nello schema stesso, in modo cioè da poter interrompere la tensione di alimentazione, qualora l'apparecchio non sia usato.

Le spire (unite) della bobina L1 possono essere avvolte di seguito od anche in due strati. La bobina L2, anch'essa a spire unite, sarà avvolta alla distanza di 2 millimetri dal lato freddo di L1.



**INDICAZIONI UTILI PER LA SCELTA DI UN
SALDATORE**

Lire Articolo

Saldatore « Oryx »

Mod. 6 - 6 V - 6 W - Ø testa 1,6 mm -
riscalda in 30" - lunghezza 150 mm - 7 g
Speciale per montaggi a transistor

4.800 L/401

Saldatore « Oryx »

Mod. 6/A - 6 V - 6 W - Ø testa 2,4 mm -
riscalda in 30" - lunghezza 150 mm - 7 g
Punta saldante intercambiabile

4.800 L/402

Saldatore « Oryx »

Mod. 9 - 6 V - 8,3 W - Ø testa 4 mm -
riscalda in 30" - lunghezza 150 mm - 7 g

4.800 L/403

Saldatore « Oryx »

Mod. 9 - 12 V - 8,3 W - Ø testa 4 mm -
riscalda in 30" - lunghezza 150 mm - 7 g
Con questo modello si raggiungono tempe-
rature altissime e cioè circa 100 °C. in più
di quella occorrente per saldature normali.

4.800 L/404

Saldatore « Oryx »

Mod. 11 - 6 V - 10 W - Ø testa 1,6 mm -
riscalda in 50" - lunghezza 150 mm - 7 g

6.300 L/405

Saldatore « Oryx »

Mod. 12 - 6 V - 12 W - Ø testa 4,8 mm -
riscalda in 45" - lunghezza 160 mm - 14 g

4.800 L/406

Saldatore « Oryx »

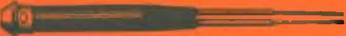
Mod. 12 - 12 V - 12 W - Ø testa 4,8 mm -
riscalda in 45" - lunghezza 160 mm - 14 g

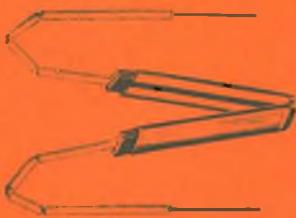
4.800 L/407



| | Articolo | Lire |
|--|----------|--------|
| Saldatore « Oryx » Mod. 12 - 50 V - 6 W - Ø testa 8 mm - riscalda in 50'' - lunghezza 140 mm - 15 g | L/407-1 | 4.800 |
| Saldatore « Oryx » Mod. 18 - 6 V - 18 W - Ø testa 5 mm - lunghezza 185 mm - 21 g | L/408 | 6.300 |
| Saldatore « Oryx » 230/250 V - 15 W - Ø testa 4,8 mm | L/408-1 | 6.300 |
| Saldatore « Oryx » a pinza Originale soluzione tecnica per applicazioni su circuiti elettronici entro spazi limitati. Questo modello contiene punte concave in acciaio inossidabile per aumentare la visi- bilità di saldatura. Potenza: 5 W per punta Alimentazione: 6 V c.c. o c.a. Temperatura sulle punte 240 °C Mod. TW 5 | L/408-2 | 12.700 |
| Saldatore « Oryx » a punta Miniatura - per lavori in miniatura generali ma su scala più grande. Potenza: 9 W per ogni punta Alimentazione: 6 V cc. o c.a. Temperatura sulle punte 370 °C Mod. TW 9 | L/408-4 | 12.700 |
| Punta « Oryx » Mod. A per saldatore L/404 | L/409 | 170 |
| Punta « Oryx » Mod. B per saldatore L/402 | L/421 | 170 |
| Punta « Oryx » Mod. C per saldatore L/406-407 | L/422 | 170 |
| Punta « Oryx » Mod. D per saldatore L/405 | L/423 | 170 |
| Punta « Oryx » Mod. F per saldatore L/408 | L/424 | 250 |
| Punta « Oryx » per saldatore L/408-1 | L/425 | 250 |
| Punta « Oryx » completa di resistenza per saldatore L/408-2 | L/426 | 5.700 |
| Punta « Oryx » completa di resistenza per saldatore L/408-3 | L/427 | 5.700 |
| Punta « Oryx » completa di resistenza per saldatore L/408-4 | L/428 | 5.700 |



| | Lire | Articolo | |
|---|-------|----------|---|
|  | 3.500 | L/430 | Saldatore « Express » lunga durata 45 W - 220 V punta diritta in rame trattato da mm 5 pronto per l'uso in 4 minuti. Temperatura 500° |
| | 4.200 | L/431 | Saldatore « Express » lunga durata 60 W - 220 V punta curva in rame trattato da mm 5,5 pronto per l'uso in 4 minuti. Temperatura 500° |
| | 4.800 | L/432 | Saldatore « Express » lunga durata 80 W - 220 V punta curva in rame trattato da mm 8 pronto per l'uso in 4 minuti. Temperatura 500° |
|  | 5.500 | L/433 | Saldatore « Express » lunga durata 120 W - 220 V punta curva in rame da mm 10 pronto per l'uso in 5 minuti. Temperatura 500° |
| | 6.500 | L/434 | Saldatore « Express » lunga durata 150 W - 220 V punta curva in rame da mm 14 pronto per l'uso in 5 minuti. Temperatura 500° |
| | 6.900 | L/435 | Saldatore « Express » lunga durata 200 W - 220 V punta curva in rame da mm 16 pronto per l'uso in 6 minuti. Temperatura 500° |
| | 8.200 | L/436 | Saldatore « Express » lunga durata 350 W - 220 V punta curva in rame da mm 20 pronto per l'uso in 6 minuti. Temperatura 500° |
|  | 1.500 | L/437 | Resistenza ricambio 45 W - 220 V per saldatore L/430 |
| | 3.300 | L/438 | Resistenza ricambio 60 W - 220 V per saldatore L/431 |
| | 3.900 | L/439 | Resistenza ricambio 80 W - 220 V per saldatore L/432 |
|  | 4.200 | L/441 | Resistenza ricambio 150 W - 220 V per saldatore L/434 |
| | 4.400 | L/442 | Resistenza ricambio 200 W - 220 V per saldatore L/435 |
| | 4.900 | L/443 | Resistenza ricambio 350 W - 220 V per saldatore L/436 |

| | Articolo | Lire | |
|--|----------|-------|--|
| Punta in rame trattato « Philips » 45 W diritta - per saldatore L/430 | L/445 | 1.650 |  |
| Punta in rame trattato « Philips » 60 W curva - per saldatore L/431 | L/446 | 2.500 |  |
| Punta in rame trattato « Philips » 80 W curva - per saldatore L/432 | L/447 | 3.850 | |
| Saldatore 40 W - 125 V | L/451 | 1.300 | |
| Saldatore 40 W - 160 V | L/452 | 1.300 | |
| Saldatore 40 W - 220 V | L/453 | 1.300 |  |
| Saldatore 3/R 00 - 60 W Tensione universale | L/454 | 3.050 | |
| Resistenza ricambio - 40 W Tensione 125 - 160 - 220 V per saldatore L/451 - L/452 - L/453 | L/461 | 360 |  |
| Resistenza ricambio - 60 W Tensione universale per saldatore L/454 | L/462 | 870 | |
| Punte in rame - 40 W diritta o curva per saldatore L/451 - L/452 - L/453 | L/466 | 430 |  |
| Punte in rame - 60 W diritta o curva per saldatore L/454 | L/467 | 550 | |
| Saldatore « Etneo » 50 W - rame 50 g tensione 125 - 160 - 220 V | L/471 | 3.600 | |
| Saldatore « Etneo » 50 W - rame 50 g tensione universale | L/472 | 4.400 |  |
| Saldatore « Etneo » 75 W - rame 100 g tensione 125 - 160 - 220 V | L/473 | 4.050 | |

Lire Articolo

4.950 L/474 Saldatore « Etneo » 75 W - rame 100 g
tensione universale

4.100 L/475 Saldatore « Etneo » 100 W - rame 100 g
tensione 125 - 160 - 220 V

4.950 L/476 Saldatore « Etneo » 100 W - rame 100 g
tensione universale

4.150 L/477 Saldatore « Etneo » 100 W - rame piatto
100 g - tensione 125 - 160 - 220 V



1.430 L/481 Resistenza ricambio 50 W
per saldatore L/471

1.950 L/482 Resistenza ricambio 50 W
per saldatore L/472

1.560 L/483 Resistenza ricambio 75 W
per saldatore L/473

2.200 L/484 Resistenza ricambio 75 W
per saldatore L/474

1.560 L/485 Resistenza ricambio 100 W
per saldatore L/475

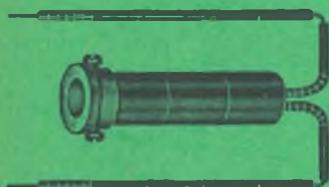
2.200 L/486 Resistenza ricambio 100 W
per saldatore L/476

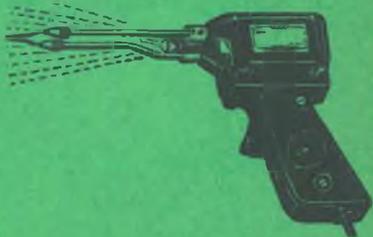
1.560 L/487 Resistenza piatta ricambio 100 W
per saldatore L/477

310 L/491 Punta in rame 50 W diritta o curva
per saldatore L/471-L/472

560 L/492 Punta in rame 75 W diritta o curva
per saldatore L/473-L/474

560 L/493 Punta in rame 100 W diritta o curva
per saldatore L/475-L/476



| | Articolo | Lire | |
|--|----------|-------|--|
| <p>Saldatore rapido a manopola con illuminazione del punto di lavoro Punta saldante, con resistenza blindata. Potenza 30 W - Peso 220 g. Indicare il voltaggio di esercizio (110 - 125 - 160 - 220 V)</p> | L/506 | 5.300 |  |
| <p>Saldatore rapido a manopola Potenza. 70 W - Peso 320 g Indicare il voltaggio di esercizio (110 - 125 - 160 - 220 V)</p> | L/507 | 6.630 | |
| <p>Saldatore rapido a pistola con custodia in resina rinforzata - 90 W - con cambio tensioni - Consuma solo al momento dell'uso - Illumina il posto di lavoro</p> | L/511 | 8.600 |  |
| <p>Saldatore rapido a pistola come il precedente ma con custodia in acciaio.</p> | L/511-1 | 9.300 | |
| <p>Saldatore rapido a pistola come L/511 - completo di borsa.</p> | L/512 | 9.000 | |
| <p>Saldatore rapido a pistola - Punta saldante intercambiabile - Illumina il posto di lavoro - con cambio tensioni.</p> | L/514 | 6.650 |  |
| <p>Punta per saldatore L/514</p> | L/514-1 | 270 | |
| <p>Saldatore rapido a pistola « Mentor » Punta saldante intercambiabile Potenza 55 W circa - Peso 700 g Tensione 220 V MT/860</p> | L/521-2 | 8.000 |  |
| <p>Punta per saldatore L/521-2</p> | L/521-3 | 600 | |
| <p>Saldatore rapido Mod. 90 particolarmente adatto per radiotecnici e lavori discontinui - Peso 1040 g - Tensione unica. (Specificare la tensione voluta).</p> | L/531 | 7.950 |  |



Lire Articolo

9.400 L/532

Saldatore rapido Mod. 90/C - come il precedente, ma con cambio tensioni - Peso 1160 g - I modelli 90 e 90/C impiegano le punte L/551 - L/553-1 - L/555 - L/558.

18.000 L/533

Saldatore rapido 90 W con cambio tensioni - Manopola a doppia alimentazione di corrente - Adatto per lavorazioni in serie - Peso 3000 g.

2.650 L/549

Punta saldante curva 30 W per sald. L/506

3.300 L/550

Punta saldante curva 70 W per sald. L/507



950 L/551

Punta saldante curva 90 W - 20 g per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533

950 L/552

Punta saldante curva sottile 90 W - 15 g per saldatore L/511 - L/531



950 L/553-1

Punta saldante diritta 90 W per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533

950 L/554-1

Punta saldante curva 90 W per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533



950 L/555

Punta saldante diritta 90 W - 25 g per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533

950 L/556

Punta saldante diritta sottile 90 W - 15 g per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533

950 L/557

Punta saldante diritta grossa 90 W - 60 g per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533



950 L/558

Punta saldante lunga diritta per televisori - 90 W - peso 40 g per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533

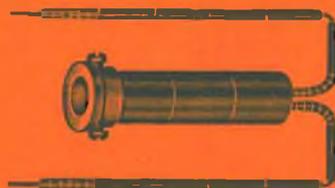
950 L/559

Punta saldante lunga diritta sottile per televisori - 90 W - peso 24 g per saldatore L/511 - L/531 - L/532 - L/533

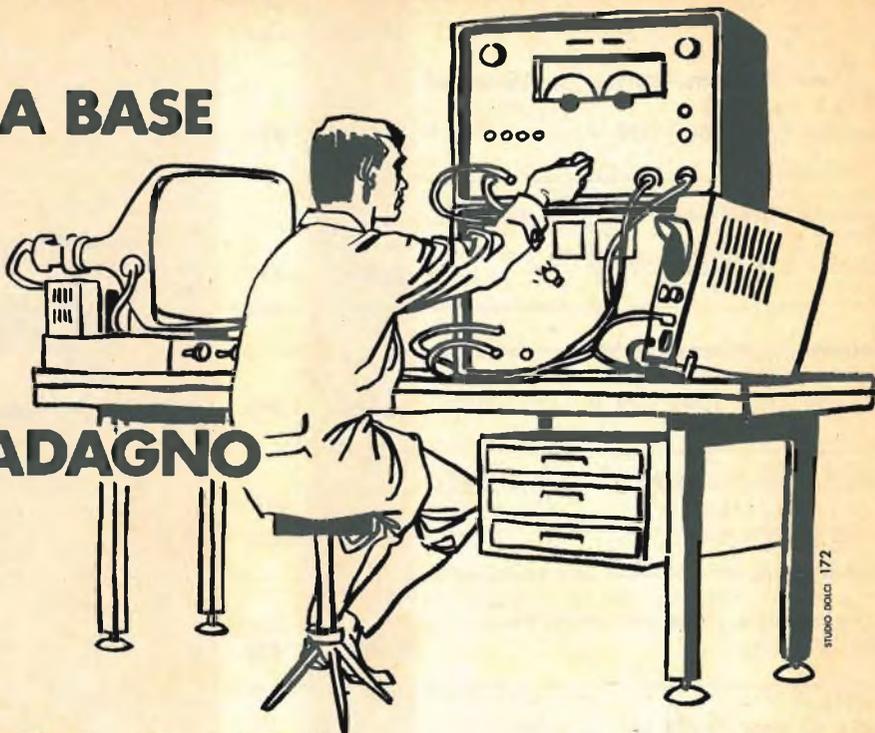
| | Articolo | Lire | |
|--|----------|-------|--|
| <p>Saldatore « Elto » leggero, maneggevole adatto per lavori di serie. Perfetta conducibilità termica resistenza avvolta su mandrino argento puro. Temperatura d'esercizio 460° - 50 W Tensioni 120 - 160 - 220 V Modello 1800 AG</p> | L/560 | 6.150 |  |
| <p>Elemento riscaldante per saldatore L/560 completo di punta inossidabile. Modello 1802 AG</p> | L/560-1 | 4.980 |  |
| <p>Saldatore « Elto » adatto per il laboratorio completo di 3 differenti punte in rame facilmente intercambiabili. Modello 1800</p> | L/561 | 4.080 |  |
| <p>Elemento riscaldante per saldatore tipo L/561. Modello 1802</p> | L/561-1 | 1.950 |  |
| <p>Punta in rame per saldatore tipo L/561. Modello 1803</p> | L/561-2 | 330 |  |
| <p>Punta in rame per saldatore tipo L/561. Modello 1804</p> | L/561-3 | 330 |  |
| <p>Punta in rame per saldatore tipo L/561. Modello 1805</p> | L/561-4 | 330 |  |
| <p>Saldatore « Elto » leggerissimo funzionante a 6 V adatto per complessi elettronici miniaturizzati e montaggi a transistor. Punta in rame protetta facilmente intercambiabile. Temperatura d'esercizio 330° - 12 W Modello 1012</p> | L/562 | 3.000 |  |
| <p>Elemento riscaldante per saldatore tipo L/562 Modello 12 W</p> | L/562-1 | 2.050 |  |

| | Lire | Articolo | |
|---|-------|----------|--|
|  | 440 | L/562-2 | Punta in rame protetta per saldatore tipo L/562 Modello 12 A |
|  | 1.300 | L/564 | Saldatore « Elto » di piccola potenza per dilettanti e scuole. Cordone d'alimentazione anti-strappo. Tensione 120 - 160 - 220 V - 45 W Modello Leset 2 |
|  | 390 | L/564-1 | Resistenza per saldatore tipo L/564 Modello 651 |
|  | 390 | L/564-2 | Punta in rame per saldatore tipo L/564 Modello 652 |
|  | 2.650 | L/575-1 | Saldatore « Elto » 50 W con punta curva Temperatura di esercizio 380° Tensione 125 - 160 - 220 V |
| | 2.650 | L/575-2 | Saldatore « Elto » 50 W con punta dritta Temperatura di esercizio 380° Tensione 125 - 160 - 220 V |
| | 3.250 | L/575-3 | Saldatore « Elto » 80 W con punta curva Temperatura di esercizio 430° Tensione 125 - 160 - 220 V |
| | 3.250 | L/575-4 | Saldatore « Elto » 80 W con punta dritta Temperatura di esercizio 430° Tensione 125 - 160 - 220 V |
| | 3.900 | L/575-5 | Saldatore « Elto » 130 W con punta curva Temperatura di esercizio 450° Tensione 125 - 160 - 220 V |
| | 3.900 | L/575-6 | Saldatore « Elto » 130 W con punta dritta Temperatura di esercizio 450° Tensione 125 - 160 - 220 V |
| | 4.200 | L/575-7 | Saldatore « Elto » 80 W con punta dritta Temperatura di esercizio 430° Tensione universale |
| | 4.200 | L/575-8 | Saldatore « Elto » 80 W con punta curva Temperatura di esercizio 430° Tensione universale |

| | Articolo | Lire |
|--|----------|-------|
| Elemento riscaldante 50 W - per saldatore L/575-1 - L/575-2 Tensione 125 - 160 - 220 V | L/585 | 960 |
| Elemento riscaldante 80 W - per saldatore L/575-3 - L/575-4 Tensione 125 - 160 - 220 V | L/586 | 1.050 |
| Elemento riscaldante 130 W - per saldatore L/575-5 - L/575-6 Tensione 125 - 160 - 220 V | L/587 | 1.370 |
| Elemento riscaldante 80 W - per saldatore L/575-7 - L/575-8 Tensione universale | L/588 | 1.830 |
| Punta di rame curva per saldatore Tipo L/575-1 | L/589 | 420 |
| Punta di rame diritta per saldatore Tipo L/575-2 | L/589-1 | 420 |
| Punta di rame curva per saldatore Tipo L/575-3 | L/589-2 | 700 |
| Punta di rame diritta per saldatore Tipo L/575-4 | L/589-3 | 700 |
| Punta di rame curva per saldatore Tipo L/575-5 | L/589-4 | 1.000 |
| Punta di rame diritta per saldatore Tipo L/575-6 | L/589-5 | 1.000 |
| Saldatore «Ersa» da 30 W con punta diritta 160 - 220 V | L/599 | 5.800 |
| Resistenza ricambio 30 W - 160 - 220 V per saldatore L/599 | L/599-1 | 2.700 |
| Punta rame diritta - 30 W per saldatore L/599 | L/599-2 | 300 |



ALLA BASE DI UN ALTO GUADAGNO



STUDIO DOLCI 172

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

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

Anche Voi desiderate un alto guadagno? SpecializzateVi!

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

**ELETRONICA - RADIO
TV - ELETTROTECNICA**

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

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


Scuola Radio Elettra
Torino Via Stellone 5/108



Franchitura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

**Scuola
Radio
Elettra**

Torino

via stellone 5/108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE

spedire senza busta e senza francobollo

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

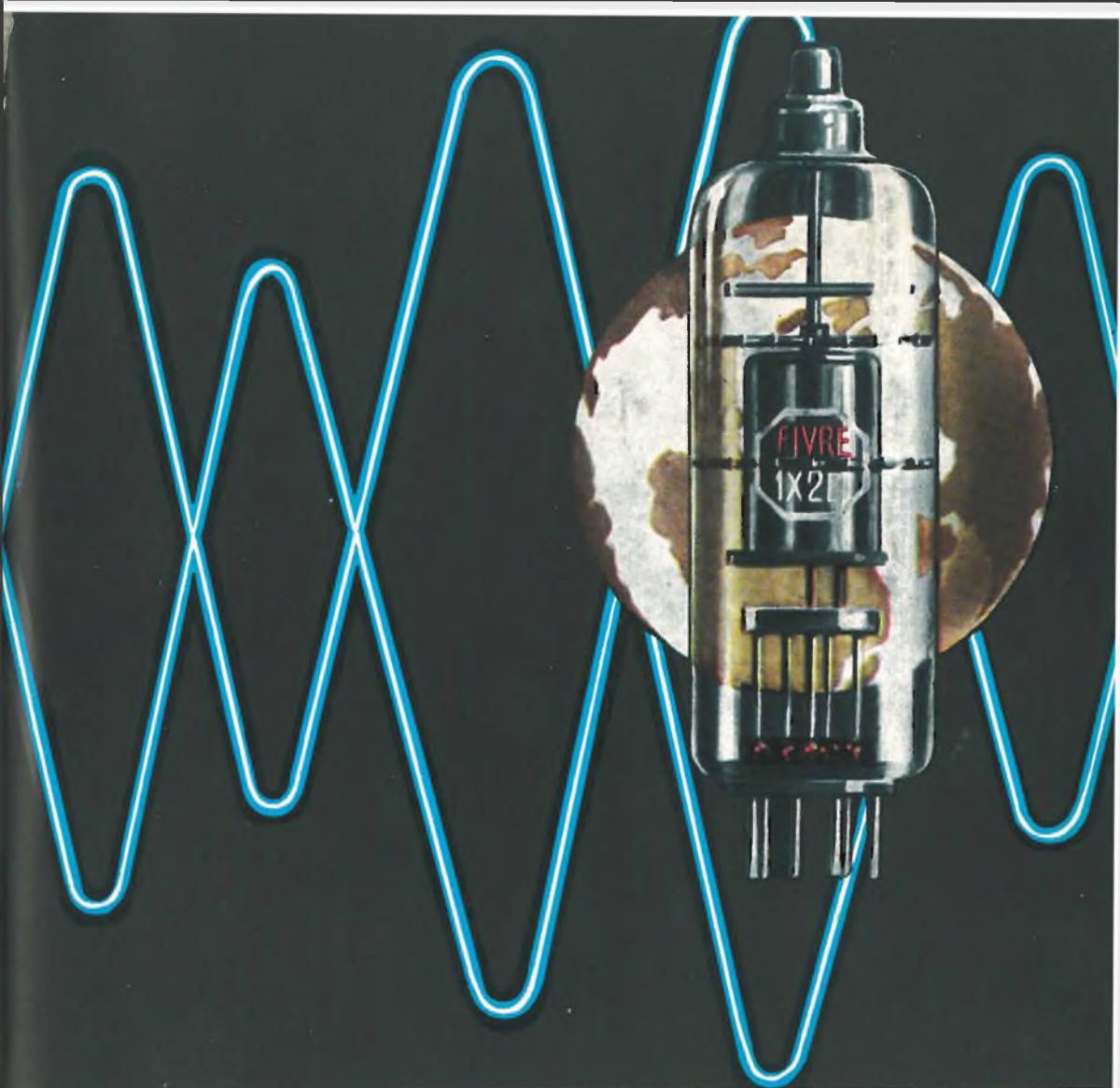
RADIO - ELETRONICA - TRANSISTORI - TV
 ELETTROTECNICA

MITTENTE

nome _____
cognome _____
via _____
città _____ prov. _____



NON TAGLIARE I BORDI BIANCHI



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



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A

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

suoni e voci tornano a voi fedeli nel tempo

.....

nastri magnetici Così fedeli, così vivi anche dopo anni, i suoni incisi sui nastri "Scotch". Eppure ci sono altri motivi per preferire i nastri "Scotch": ad esempio la lubrificazione al silicene che assicura la totale protezione della testina del registratore poiché ne evita l'usura, mantenendone inalterato il rendimento, ed elimina lo stridio; e inoltre la possibilità di scegliere fra numerosi tipi di "Scotch" un nastro per ogni esigenza. I nastri "Scotch" sono garantiti dal nome Minnesota, la marca dei famosi "Scotch" Video Tapes, che hanno risolto il problema della registrazione delle immagini, adottati dalla RAI-TV e dalle televisioni di tutto il mondo.

Scotch

BRAND

3M MINNESOTA

